LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

CON ESPERIMENTI

BUGBOOK®
Continuing Education Series
edited by
Titus, Titus, Rony & Larsen

EDIZIONE ITALIANA

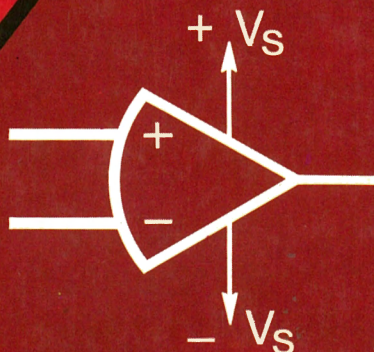
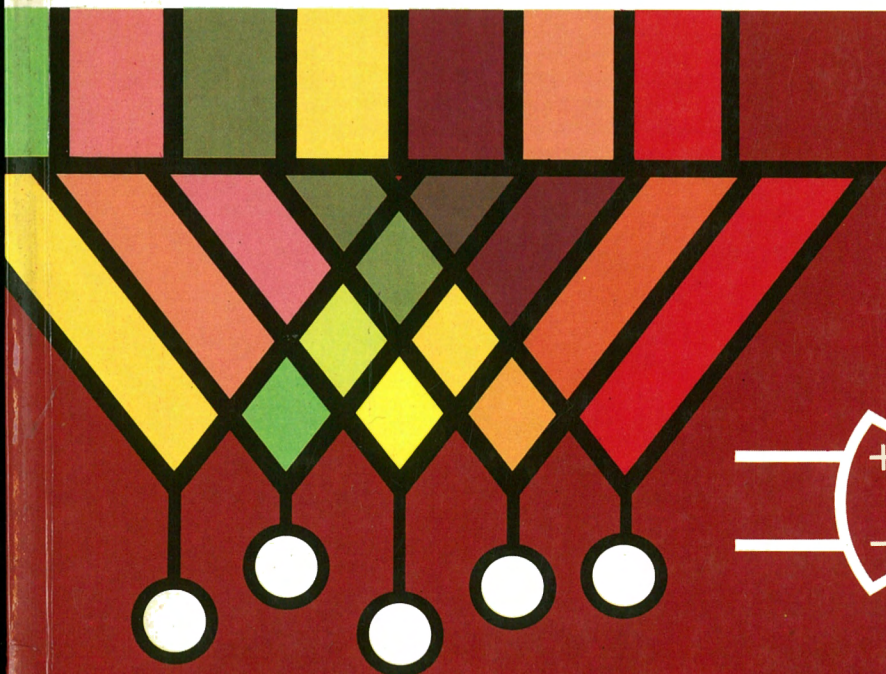
HOWARD M. BERLIN

JACKSON ITALIANA EDITRICE

+ Vs

+

–

– Vs

IL GRUPPO DI BLACKSBURG

I circuiti integrati a larga scala o "chips" LSI stanno creando una seconda rivoluzione industriale che ben presto ci coinvolgerà tutti. La velocità degli sviluppi in questo settore è enorme e diviene sempre più difficile stare al passo coi progressi che si stanno compiendo.

E' sempre stato nostro obiettivo, come Gruppo di Blacksburg, creare tempestivamente e concretamente materiali didattici ed aiuti tali da permettere a studenti, ingegneri, tecnici, ecc. di sfruttare le nuove tecnologie per le loro esigenze particolari. Stiamo facendo questo in molti modi, con libri di testo, brevi corsi, articoli mensili di "computer interfacing" e attraverso la creazione di "hardware" didattico.

I membri del nostro gruppo hanno creato la loro sede a Blacksburg, fra le montagna Appalache del sud-ovest Virginia. Mentre era in corso di preparazione attiva la nostra collaborazione di gruppo, i membri si sono occupati di elettronica digitale, minicomputer e microcomputer.

I nostri sforzi in Italia nel campo didattico sono stati:
- Introduzione, avvenuta nel 1976, sul mercato Italiano da parte della Microlem s.p.a. (Milano) della nostra linea di moduli basati sul sistema di breadboarding senza saldature, o moduli OUTBOARDS®, che facilitano la progettazione e la prova dei circuiti digitali rispetto ai sistemi tradizionali.

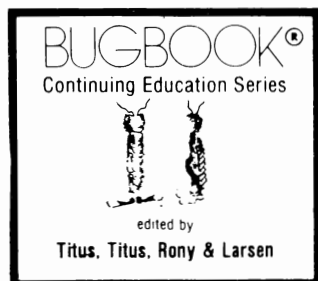
- Traduzione e pubblicazione da parte della JACKSON ITALIANA EDITRICE s.r.l., iniziata nel 1978, dei BUGBOOKS® e della collana di libri Blacksburg Continuing Education Series® che comprende una ventina di titoli riguardanti: l'elettronica di base, microcomputer, convertitori analogico/digitali e digitali/analogici, software per microcomputer, amplificatori operazionali, filtri attivi, phase-locked loops ecc. In ogni libro, oltre al normale testo, vi sono esempi ed esperimenti condotti col sistema passo-passo. Noi crediamo che la sperimentazione consenta di rafforzare i concetti base. Molti titoli stanno per essere tradotti oltre che in Italiano, anche in Spagnolo, Tedesco, Giapponese e Cinese.

- Organizzazione da parte della Microlem, in collaborazione col Virginia Polytechnic Institute and State University e la MIPRO, inizia nel dicembre 1977, di brevi corsi sull'elettronica digitale, la programmazione e l'interfacciamento dei microcomputer. Per l'intera durata dei corsi i partecipanti utilizzano i moduli OUTBOARDS e il microcomputer MMD-1 per verificare i concetti di elettronica digitale, interfacciamento e programmazione presentati nei Bugbooks V e VI. Gli interessati a questi corsi possono rivolgersi alla segreteria dei "Blacksburg Continuing Courses in Italy" tel. (02) 27 10 465.

- Pubblicazione da parte della JACKSON ITALIANA EDITRICE, inziata nel 1978, di articoli, denominati Column, su "Microcomputer Interfacing" nella qualificatissima rivista ELETTRONICA OGGI. Questi columns appaiono anche in quattro riviste americane e in altre tre riviste di elettronica delle quali una Australiana, una Svizzera e una Sud Africana, raggiungendo circa 1.500.000 lettori ogni mese.

- Collaborazione con la SGS-ATES, iniziata nel 1978, per la stesura di materiale didattico relativo alla programmazione e all'interfacciamento del microcomputer SGS-ATES single-board Z-80. Oltre a ciò siamo stati in grado di fornire un prodotto integrato: prodotto progettato per un materiale didattico e contemporaneamente materiale didattico progettato per il prodotto.

- Introduzione da parte dei membri del gruppo di Blacksburg di tecniche didattiche che includono l'uso combinato di stazioni sperimentali multipersone, testi per uso di laboratorio e diapositive 35 mm relative ai testi.
Tutto ciò è stato definito, da alcuni insegnanti italiani, come "il nuovo sistema per la didattica italiana".

Mr. David Larsen e il dr. Peter Rony fanno parte della facoltà dei dipartimenti di Chimica e Ingegneria Chimica del Virginia Polytechnic Institute & State University. Mr. Jonathan Titus e il dr. Christopher Titus fanno parte della Tychon Inc. tutti di Blacksburg, Virginia.

LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI

BUGBOOK®
Continuing Education Series
edited by
Titus, Titus, Rony & Larsen

di **HOWARD M. BERLIN**

Chemical Systems Laboratory
Aberdeen Proving Ground, Maryland 21010

Versione italiana
Mipro s.r.l.

JACKSON
ITALIANA
EDITRICE

Piazzale Massari, 22
20125 Milano

SOMMARIO

PREFAZIONE

L'amplificatore operazionale è forse il circuito integrato lineare oggi di uso più comune. E' facile da utilizzare, in quanto richiede solo un minimo di conoscenze algebriche. Questo probabilmente spiega come mai i progetti attuali di molti circuiti elettronici sono più semplici rispetto ad una decina di anni fa, quando qualcuno di noi aveva ancora a che fare con tubi elettronici e transistori.

Questo libro riguarda la progettazione e il funzionamento di circuiti fondamentali di amplificatori operazionali, e descrive inoltre una serie di esperimenti che illustrano la progettazione e il modo di operare di amplificatori lineari, differenziatori ed integratori, convertitori di corrente e di tensione, comparatori, raddrizzatori, oscillatori, filtri attivi e circuiti ad alimentazione singola.

Il volume non pretende di presentare tutti i circuiti esistenti con amplificatori operazionali, nè di essere un manuale in cui siano riportate le caratteristiche di comportamento dei vari tipi di amplificatori disponibili. E' comunque un testo didattico che illustra gli schemi di quei circuiti fondamentali che a loro volta costituiscono le unità di base di sistemi più sofisticati con molti amplificatori operazionali. Per questo, il libro può servire sia ai principianti e agli hobbisti che vogliono apprendere da soli le nozioni di base, sia come corso universitario su circuiti integrati lineari, in particolar modo se comprensivo di un programma di laboratorio.

In nove capitoli, sono descritti i circuiti fondamentali che utilizzano amplificatori operazionali bipolari e del tipo Norton, con numerosi esempi numerici. Un capitolo, inoltre, è dedicato al sempre più noto amplificatore per strumentazione, utile per l'amplificazione di segnali a basso livello. L'amplificatore operazionale è forse il più versatile circuito integrato oggi in uso, tanto che gli autori di un libro sull'argomento sono arrivati ad affermare: "Gli amplificatori operazionali sono la più grande invenzione dai tempi della pillola antifecondativa".

Questo è il mio terzo libro pubblicato nella *"Bugbook Application Series"*. Gli altri due sono intitolati: *"Il Timer 555 - Funzionamento, Applicazioni ed Esperimenti"* e *"La Progettazione dei Filtri Attivi,* con *Esperimenti"* e sono entrambi disponibili nella versione italiana curata dalla Jackson Editrice s.r.l. Quale sarà il prossimo. Un libro che riguarda il funzionamento di circuiti ad agganciamento di fase (phase locked loops), con esperimenti che utilizzano circuiti integrati a basso costo.

Come per i miei precedenti libri, desidero ringraziare David Larsen e Peter Rony del Virginia Polytechnic Institute and State University, il personale della Tychon, Inc. per il valido aiuto e l'assistenza e l'E & L Instruments, Inc. che continua a sostenere i miei sforzi. Inoltre sono grato alle varie industrie citate nel testo per aver autorizzato la riproduzione di dati tecnici tratti dai loro cataloghi e dalle pubblicazioni promozionali.

Howard M. Berlin, W3HB
Wilmington, Delaware

CAPITOLO 1

COSA E' UN AMPLIFICATORE OPERAZIONALE?

INTRODUZIONE

In questo capitolo definiremo cosa è un amplificatore operazionale, d'ora in poi più brevemente indicato come amp op, e discuteremo i numerosi parametri che distinguono un tipo di dispositivo da un altro.

OBIETTIVI

Il lettore, una volta completato lo studio di questo capitolo, sarà in grado di fare quanto segue:

- Definire i seguenti termini:

Separazione di canale	Range della tensione di ingresso
Guadagno ad anello chiuso	Ingresso invertente
Rapporto di reiezione di modo comune	Guadagno d'anello
Prodotto guadagno-larghezza di banda	Ingresso non invertente
Offset di corrente di polarizzazione in ingresso	Guadagno ad anello aperto
Corrente di offset in ingresso	Amplificatore operazionale
Tensione di offset in ingresso	Resistenza di uscita
Resistenza di ingresso	Escursione della tensione di uscita

Slew rate

- Interpretare un data sheet di un "amp op" tipico
- Misurare alcuni dei parametri più comuni di "amp op"

L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE IDEALE

Prima di considerare i circuiti reali con amplificatori operazionali, prenderemo rapidamente in considerazione l'amplificatore operazionale stesso. Il termine amp op fu originariamente usato per descrivere una serie di amplificatori a corrente continua ad elevate prestazioni usati come elemento base per la realizzazione di calcolatori analogici. L'attuale amp op a circuito integrato è un amplificatore a corrente continua di guadagno molto elevato che usa reti esterne di reazione per controllare la sua risposta.

Un amp op senza alcuna reazione esterna è detto *ad anello aperto*. Questa configurazione può essere utilizzata per descrivere meglio le caratteristiche dell'*amp op ideale:*

1. Il guadagno ad anello aperto è infinito
2. La resistenza di ingresso è infinita
3. La resistenza di uscita è zero
4. La larghezza di banda è infinita
5. La tensione di uscita è zero quando la tensione di ingresso è zero (cioè, si ha un offset nullo)

Nessun amplificatore operazionale, tuttavia, può soddisfare in pratica queste cinque caratteristiche dell'amp op ideale ad anello aperto. Comunque, come si vedrà nei prossimi capitoli, si può anche fare a meno dell'amp op ideale.

RAPPRESENTAZIONE SIMBOLICA DELL'AMP OP

Per rappresentare l'amp op, le riviste ed i testi specializzati adottano indifferentemente una delle due rappresentazioni riprodotte nella fig. 1-1

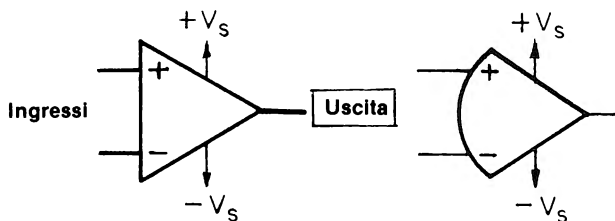



Figura 1-1. Rappresentazioni simboliche di amp op.

In entrambi i casi l'amp op ha due ingressi: uno *invertente* (ingresso (-)) e uno *non invertente* (ingresso (+)). E' presente invece un'unica uscita. Come si vede dalla fig. 1-1, l'amp op ha un'*alimentazione doppia* tipicamente tra ± 5V e ± 15V. In pratica comunque, negli schemi si usa omettere la rappresentazione di questi collegamenti di alimentazione considerandoli evidenti.

IL DATA SHEET DI UN AMP OP

Per capire le numerose caratteristiche di un amp op, forse la miglior cosa è prendere in esame il Data Sheet (foglio dati) dello stesso, come è riportato nei manuali tecnici forniti dal costruttore. Come evidenziato per esempio nella fig. 1-2, il foglio dati contiene di solito le seguenti informazioni:

1. Una descrizione generale dell'amp op
2. Uno schema del circuito interno
3. La configurazione dei piedini del dispositivo
4. I valori massimi assoluti
5. Le caratteristiche elettriche
6. Tipiche curve di comportamento

In questo paragrafo prenderemo in considerazione i parametri principali, prendendo come esempio un amp op classico, il 741.

VALORI MASSIMI

I valori massimi elencati nel foglio dati (fig. 1-2) sono i massimi valori che l'amp op può sopportare senza perdere le sue caratteristiche funzionali.

1. **Tensione di alimentazione** ($\pm V_s$)

E' la massima tensione (positiva o negativa) che può essere impiegata per alimentare l'amp op.

2. **Dissipazione interna di potenza** (P_D)

E' la massima potenza che l'amp op può dissipare ad una precisa temperatura ambientale (cioè: 500 mW $< 75°C$).

3. **Differenza di tensione tra gli ingressi** (V_{id})

E' la massima tensione che può essere applicata tra gli ingressi + e —.

4. **Tensione di ingresso** (V_{icm})

E' la massima tensione di ingresso che può essere applicata contemporaneamente tra ciascuno dei due ingressi e la massa; è chiamata anche *tensione di modo comune.* Generalmente questa tensione massima è uguale alla tensione di alimentazione.

signetics

HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIER μA741

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

DESCRIPTION

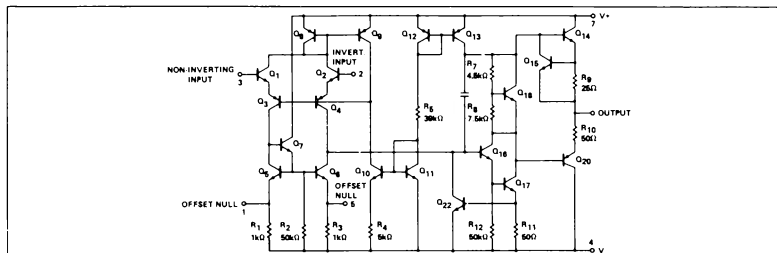
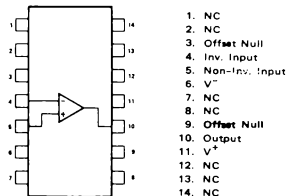
The μA741 is a high performance operational amplifier with high open loop gain, internal compensation, high common mode range and exceptional temperature stability. The μA741 is short-circuit protected and allows for nulling of offset voltage.

FEATURES

- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- EXCELLENT TEMPERATURE STABILITY
- HIGH INPUT VOLTAGE RANGE
- NO LATCH-UP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

	μA741C	μA741
Supply Voltage	±18V	±22V
Internal Power Dissipation (Note 1)	500mW	500mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V
Voltage between Offset Null and V⁻	±0.5V	±0.5V
Operating Temperature Range	0°C to +70°C	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Solder, 60 sec)	300°C	300°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite	Indefinite

Notes
1. Rating applies for case temperatures to 125°C; derate linearly at 6.5mW/°C for ambient temperatures above +75°C.
2. For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Rating applies to +125°C case temperature or +75°C ambient temperature.

PIN CONFIGURATIONS

EQUIVALENT CIRCUIT

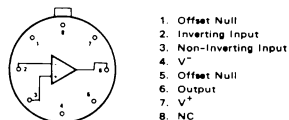
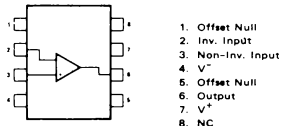



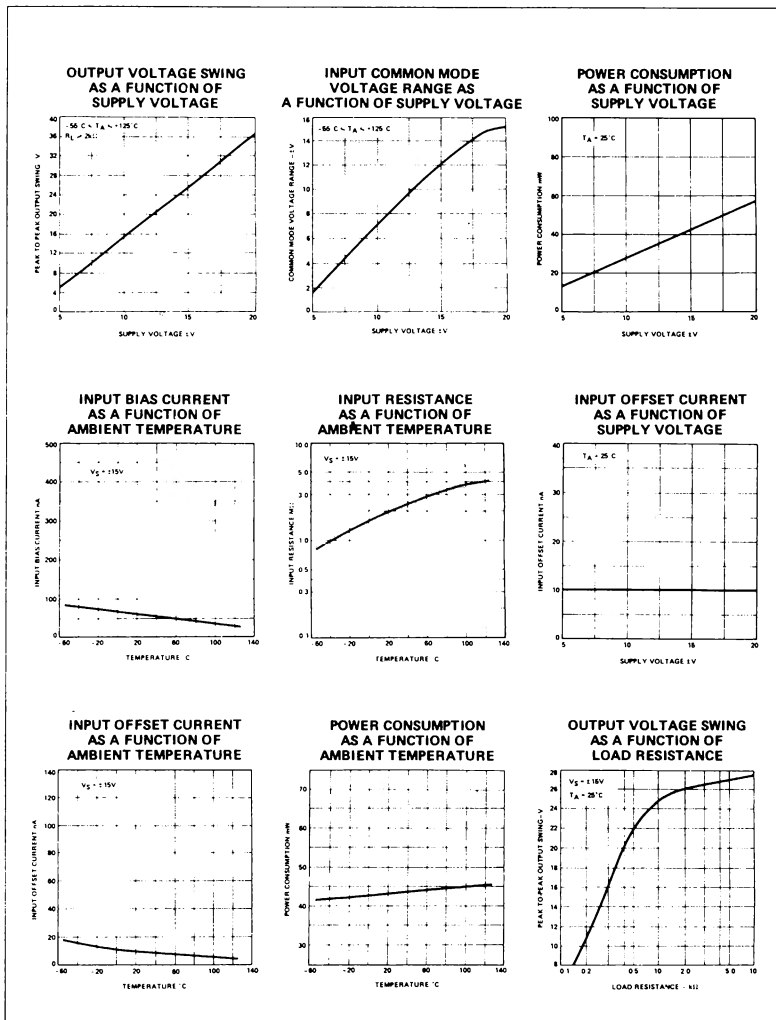
Figura 1-2. Foglio tecnico di un amp op.

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS ■ μA741

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$ unless otherwise specified)

PARAMETER	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS	TEST CONDITIONS
μA741C					
Input Offset Voltage		2.0	6.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		20	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		MΩ	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		±15		mV	
Input Voltage Range	±12	±13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Rejection Ratio		10	150	μV/V	$R_S < 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	20,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±12	±14		V	$R_L > 10k\Omega$
	±10	±13		V	$R_L > 2k\Omega$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short-Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L < 100pF$
Risetime		0.3		μs	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/μs	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $0°C < T_A < +70°C$					
Input Offset Voltage			7.5	mV	
Input Offset Current			300	nA	
Input Bias Current			800	nA	
Large-Signal Voltage Gain	15,000				$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±10	±13		V	$R_L > 2k\Omega$
μA741					
Input Offset Voltage		1.0	5.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		10	200	nA	
Input Bias Current		80	500	nA	
Input Resistance	0.3	2.0		MΩ	
Input Capacitance		1.4		pF	
Offset Voltage Adjustment Range		±15		mV	
Large-Signal Voltage Gain	50,000	200,000			$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Resistance		75		Ω	
Output Short Circuit Current		25		mA	
Supply Current		1.4	2.8	mA	
Power Consumption		50	85	mW	
Transient Response (unity gain)					$V_{in} = 20mV$, $R_L = 2k\Omega$, $C_L < 100pF$
Risetime		0.3		μs	
Overshoot		5.0		%	
Slew Rate		0.5		V/μs	$R_L > 2k\Omega$
The following specifications apply for $-55°C < T_A < +125°C$					
Input Offset Voltage		1.0	6.0	mV	$R_S < 10k\Omega$
Input Offset Current		7.0	200	nA	$T_A = +125°C$
		20	500	nA	$T_A = -55°C$
Input Bias Current		0.03	0.5	μA	$T_A = +125°C$
		0.3	1.5	μA	$T_A = -55°C$
Input Voltage Range	±12	±13		V	
Common Mode Rejection Ratio	70	90		dB	$R_S < 10k\Omega$
Supply Voltage Refection Ratio		10	150	μV/V	$R_S < 10k\Omega$
Large-Signal Voltage Gain	25,000				$R_L > 2k\Omega$, $V_{out} = \pm 10V$
Output Voltage Swing	±12	±14		V	$R_L > 10k\Omega$
	±10	±13		V	$R_L > 2k\Omega$
Supply Current		1.5	2.5	mA	$T_A = +125°C$
		2.0	3.3	mA	$T_A = -55°C$
Power Consumption		45	75	mW	$T_A = +125°C$
		45	100	mW	$T_A = -55°C$

Figura 1-2. (Continua).

Figura 1-2. (Continua).

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES (Cont'd.)

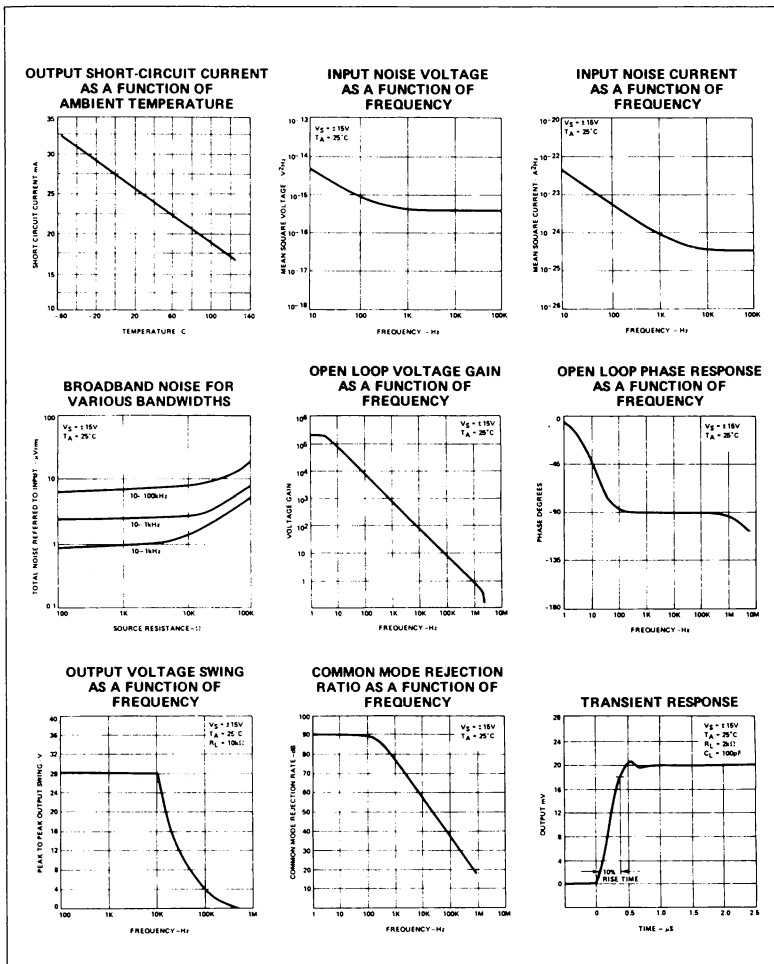



Figura 1-2. (Continua).

5. **Temperatura di funzionamento** (T_a)

E' l'intervallo di temperatura all'interno del quale l'amp op funzionerà secondo le specifiche del costruttore. Si noti che la versione "militare" (741) ha un campo di temperatura più esteso di quello della versione commerciale o della versione hobby (741C).

6. **Durata di un corto circuito sull'uscita**

E' il periodo di tempo durante il quale l'uscita dell'amp op può rimanere in corto circuito con la massa o con le tensioni di alimentazione.

CARATTERISTICHE ELETTRICHE

Le caratteristiche elettriche dell'amp op sono generalmente specificate per una certa tensione di alimentazione e per una certa temperatura ambiente. Tuttavia, certi parametri possono essere legati anche ad altre condizioni, per esempio al valore della resistenza di carico. Ciascun parametro avrà un valore minimo, un valore tipico e/o un valore massimo.

Parametri di Ingresso:

1. **Tensione di offset in ingresso** (V_{oi})

E' la tensione che deve essere applicata ad uno dei terminali di ingresso per produrre una tensione di uscita zero. Si ricordi che un amp op *ideale* ha tensione di offset all'uscita nulla!

2. **Corrente di polarizzazione all'ingresso** (I_b)

E' la *media* delle correnti che entrano nei due ingressi. In condizioni ideali, i due valori di corrente di polarizzazione di ingresso sono uguali.

3. **Corrente di offset in ingresso** (I_{os})

E' la differenza tra le due correnti di polarizzazione di ingresso, quando la tensione di uscita è zero.

4. **Range della tensione di ingresso** (V_{cm})

E' il range della tensione di ingresso in modo comune (cioè la tensione comune sia ai due ingressi che alla massa).

5. **Resistenza di ingresso** (Z_i)

E' la resistenza che l'amp op (considerato come un carico) mostra ad un ingresso, essendo l'altro ingresso cortocircuitato a massa.

Parametri di Uscita

1. **Resistena di uscita** (Z_{oi})

E' la resistenza che l'amp op (considerato come un generatore) presenta verso il carico.

2. **Corrente di uscita di corto circuito** (I_{osc})

E' la massima corrente di uscita che l'amp op può fornire ad un carico.

3. **Escursione (swing) della tensione di uscita** ($\pm V_o$ max)

E', in funzione della resistenza di carico, la massima tensione di picco di uscita che l'amp op può fornire senza entrare in saturazione o tagliare il segnale.

Parametri Dinamici:

1. **Guadagno di tensione ad anello aperto** (A_{OL})

E' il rapporto fra tensione di uscita e tensione di ingresso di un amp op *senza reazione esterna*.

2. **Guadagno di tensione per ampi segnali**

E' il rapporto tra la massima escursione di tensione e la variazione della tensione di ingresso necessaria per portare l'uscita da zero ad una certa tensione (ad es. ± 10 volt).

3. **Slew rate (rapidità di risposta) (SR)**

E' la derivata (velocità di variazione) della tensione di uscita relativa ad un guadagno di tensione unitario del circuito amp op.

Altri Parametri:

1. **Corrente di alimentazione**

E' la corrente che l'amp op richiede dalla rete di alimentazione.

2. **Rapporto di relezione in modo comune (CMRR)**

E' la misura della capacità dell'amp op di non amplificare segnali presenti

contemporaneamente sui due ingressi. E' il rapporto tra la tensione di ingresso di modo comune e la tensione di uscita generata, espresso normalmente in decibel (dB).

3. **Separazione di canale**

Quando in un singolo contenitore coesistono più amplificatori operazionali, supponiamo del tipo 747, ci sarà una certa quantità di "diafonia" (crosstalk). Cioè un segnale applicato all'ingresso di una sezione di un amp op doppio, produrrà un segnale di uscita di valore finito nell'altra sezione, *anche se a questa non è stato applicato alcun segnale.*

Il lettore non si preoccupi se non è riuscito a capire completamente le definizioni date; una volta letto tutto il libro ed eseguiti gli esperimenti, il loro significato diventerà più chiaro.

GUADAGNO E RISPOSTA IN FREQUENZA

A differenza dell'amp op ideale, l'amp op usati in vari circuiti non ha un guadagno ed una larghezza di banda infiniti. Nella fig. 1-3 è rappresentato il guadagno ad anello aperto A_{OL}, per un amp op tipo 747, in funzione della frequenza. A frequenze molto basse,

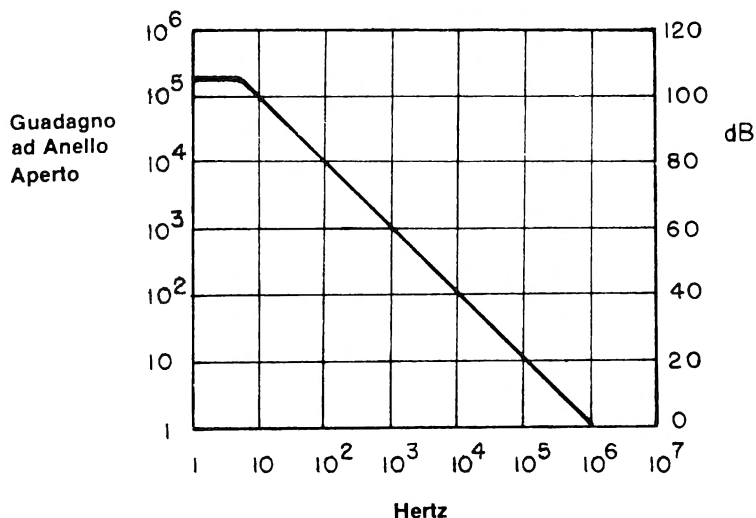



Figura 1-3. Risposta ad anello aperto amp op 741.

il guadagno ad anello aperto di un amp op è costante; inizia invece a diminure (roll off) a circa 6 Hz, con una velocità di -6 dB/ottava ovvero -20 dB/decade. Ad ogni ottava (dB) corrisponde *un raddoppio di frequenza; ad ogni decade un aumento di frequenza di 10 volte.* Questa discesa continua fino a quando il guadagno è unitario, cioè 0 dB. La frequenza alla quale il guadagno è unitario è chiamata *frequenza a guadagno unitario* (f_T).

Come vedremo nel Capitolo 2, quando parte del segnale di uscita viene reazionato all'ingresso dell'amp op, il rapporto tra tensione di uscita e di entrata è chiamato *guadagno ad anello chiuso* A_{CL} ed è sempre minore del guadagno ad anello aperto. La differenza espressa in decibel tra il guadagno ad anello aperto e il guadagno ad anello chiuso è il *guadagno di anello* A_L. Quando A_{OL} ed A_{CL} sono espressi come semplici rapporti tra uscita e ingresso, il guadagno di anello è espresso matematicamente come:

$$A_L = \frac{A_{OL}}{A_{CL}} \qquad (1\text{-}1)$$

Il primo fattore che in genere si prende in considerazione per una certa applicazione di un particolare tipo di amp op, è il *prodotto guadagno-larghezza di banda* o GBP. Per la curva di risposta di cui alla fig. 3, il *prodotto del guadagno ad anello aperto per la frequenza è una costante in qualsiasi punto della curva.* Di conseguenza:

$$GBP = A_{OL}BW \qquad (1\text{-}2)$$

Graficamente, la larghezza di banda è il punto in cui la curva di guadagno ad anello chiuso interseca la curva di guadagno ad anello aperto, come illustrato nella fig. 1-4 per diversi valori di guadagno ad anello chiuso. La larghezza di banda per un qualsiasi guadagno ad anello chiuso si ottiene tirando una linea orizzontale che partendo dal

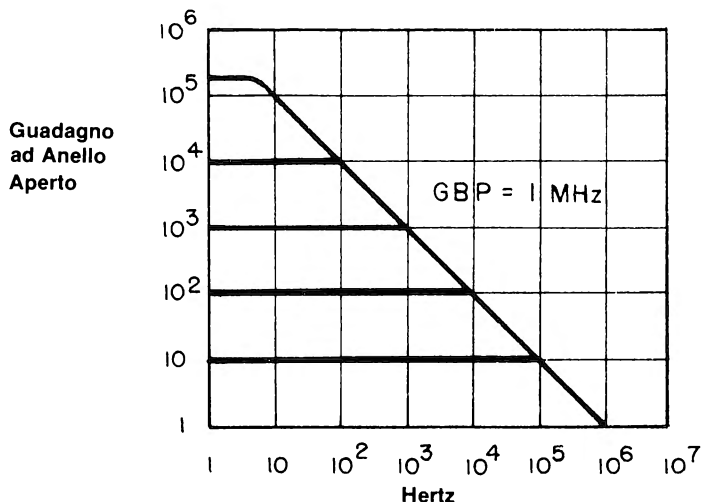



Figura 1-4.

valore di guadagno desiderato interseca la discesa della curva di guadagno ad anello aperto.

Per una situazione pratica di progettazione, il valore effettivo di progetto di un circuito amp op dovrebbe aggirarsi intorno ad un valore pari a 1/10 - 1/20 del guadagno ad anello aperto a una certa frequenza. Questo assicura che l'amp op funzionerà correttamente senza distorsione. Per esempio, usando la risposta di cui alla fig. 1-3, il guadagno ad anello chiuso a 10 kHz, dovrebbe essere all'incirca da 5 a 10, dato che il guadagno ad anello aperto è 100 (40 dB).

Prima di concludere questo paragrafo vale la pena di accennare ad un altro parametro relativo agli amp op. *Il tempo di risposta o di salita* (transient response o rise time) è il tempo richiesto dal segnale di uscita per passare dal 10% al 90% del suo valore finale, quando come segnale di ingresso è usato un segnale a gradino, ed è specificato in configurazione ad anello chiuso. Dalla teoria sappiamo che il tempo di salita è legato alla larghezza di banda (BW) dalla seguente relazione:

$$BW = \frac{0{,}35}{\text{tempo di salita}} \qquad (1\text{-}3)$$

ALIMENTAZIONE

In generale, gli amp op sono progettati per operare con una alimentazione doppia, tipicamente compresa nel campo di $\pm$ 5 a $\pm$ 15 volt. Questo significa che una tensione di alimentazione è compresa tra + 5 e + 15 volt, mentre l'altra tra -5 e -15 volt *rispetto alla massa,* come illustrato in fig. 1-5. In certi casi, tuttavia, un amp op può essere alimentato con una sola tensione di alimentazione come verrà spiegato nei Capitoli 8 e 9.

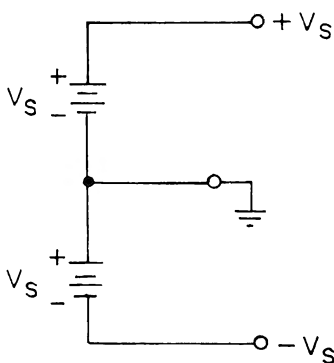



Figura 1-5.

ESECUZIONE DEGLI ESPERIMENTI

Seguendo questo libro, il lettore avrà l'opportunità di effettuare e di verificare esperimenti che dimostrano i principi, i concetti e le applicazioni di molte configurazioni circuitali fondamentali nell'uso di amp op. Verranno probabilmente proposti più esperimenti di quelli necessari per acquisire una buona conoscenza progettuale ed operativa di circuiti con amp op. Nella maggior parte dei casi non è indispensabile eseguire tutti gli esperimenti riportati in ciascun capitolo, a voi la scelta.

BREADBOARDING

Il breadboard è progettato in maniera tale da essere adatto per i molti esperimenti che eseguirete in questo capitolo e nei successivi. I chip dei circuiti integrati, i resistori, i condensatori e gli altri componenti dei circuiti di applicazione (alimentazioni comprese) possono essere tutti collegati direttamente al breadboard.

Nella fig. 1-6 è illustrato un tipico sistema breadboard, visto dall'alto; è conosciuto come *"SK-10 Universal Breadboarding Socket"*, ed è costruito dalla E & L Instruments Inc. Contiene 64 x 2 serie di 5 terminali, collegati elettricamente senza saldatura, posti sui due lati di una stretta scanalatura centrale, e 8 serie di 25 terminali collegati elettricamente, posti lungo i bordi. I terminali del gruppo centrale ricevono i piedini dei circuiti integrati, consentendo 4 ulteriori collegamenti per ogni piedino. Un altro dispositivo di breadboarding, anch'esso costruito dalla E & L Instruments, è illustrato in fig. 1-7. E' chiamato "Model OA-2 *Op-Amp Designer*" ed è composto da una piastra SK-10, un generatore di funzioni e alimentatori di ± 15/ + 5 volt. Le sue caratteristiche, al fine di un suo utilizzo negli esperimenti descritti in questo libro, sono descritte nell'appendice.

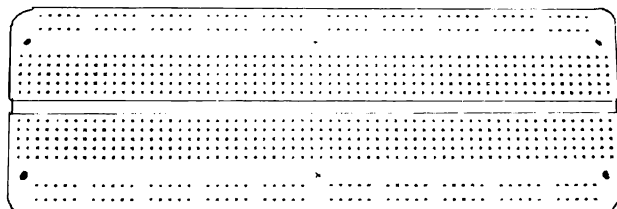



Figura 1-6. L'"SK-10 - Piastra di Breadboarding Universale (Universal Breadboarding Socket") vista dall'alto.

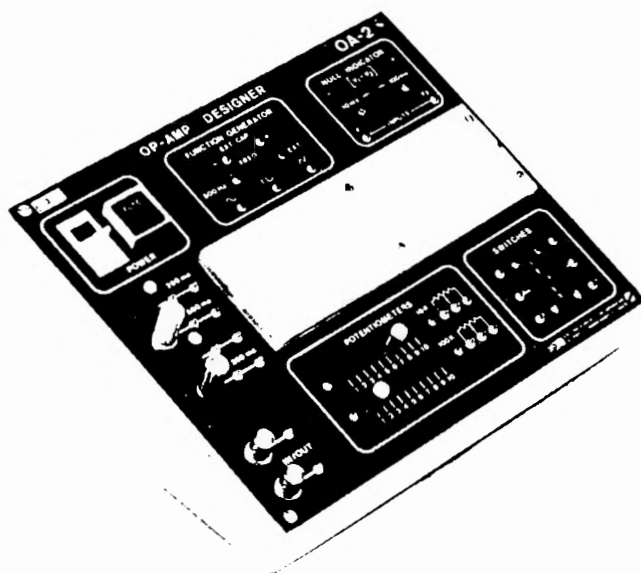



Figura 1-7. Il modello "OA-2 Op-Amp Designer".

REGOLE PER L'ESECUZIONE DEGLI ESPERIMENTI

In tutti gli esperimenti riportati nel testo assemblerete i diversi circuiti, usando la piastra SK 10, o uno degli altri dispositivi E & L, oppure qualche altro mezzo per voi più comodo. Se avete già avuto esperienza con qualcuno dei seguenti *Bugbooks, o* testi di *Bugbook Application Series,*

1. D.G. Larsen e P.R. Rony. *Il Bugbook I e II. Esperimenti con circuiti di Memoria Utilizzanti Circuiti Integrati TTL.* Jackson Italiana Editrice - Milano 1978.

2. P.R. Rony, D.G. Larsen e J.A Titus. *Il Bugbook III. Interfacciamento del Microcomputer 8080A.* Jakson Italiana Editrice - Milano 1979.

3. P.R. Rony, D.G. Larsen e J.A. Titus. *I Bugbook V e VI. Esperimenti Introduttivi all'Elettronica Digitale, alla Programmazione e all'Interfacciamento del Microcomputer 8080A; Jackson Italiana Editrice - Milano 1977.*

4. H.M. Berlin. *Il Timer 555, Funzionamento Applicazioni ed Esperimenti, Applications Sourcebook With. Jackson Italiana Editrice - Milano 1978.*

5. H.M. Berlin. *La Progettazione dei Filtri Attivi, con Esperimenti;* Jackson Italiana Editrice - Milano 1979.

Avrete già familiarità con le seguenti regole. Prima di eseguire un qualsiasi esperimento, è consigliabile procedere secondo i passi seguenti:

1. Studiare attentamente il progetto. E' necessario sapere che tipo di risultato ci si deve aspettare.

2. Escludere o disinserire *tutte* le alimentazioni e i generatori di segnale dal breadboard.

3. Togliere dal breadboard tutti i fili e tutti i componenti utilizzati in esperimenti precedenti (se non indicato diversamente).

4. Controllare il circuito da voi cablato con lo schema del circuito di volta in volta presentato per essere sicuri della sua correttezza.

5. *Da ultimo,* fornire le alimentazioni e inserire i generatori di segnale al breadboard.

6. A conclusione dell'esperimento, assicurarsi di aver disinserito tutte le alimentazioni e i generatori di segnale dal breadboard, *prima di pulire il breadboard da fili e componenti.*

PRESENTAZIONE DEGLI ESPERIMENTI

Le istruzioni per ciascun esperimento sono presentate come segue:

Scopo

Sotto questa voce sarà esposto lo scopo dell'esperimento in oggetto. E' bene tener presente questo scopo durante l'esecuzione dell'esperimento.

Configurazione dei pin dei circuiti integrati

Sotto questa voce saranno date le configurazioni dei piedini per tutti i chip dei circuiti integrati usati nell'esperimento.

Schema del circuito

Sotto questa voce si troverà lo schema del circuito definitivo da cablare durante l'esperimento. E' opportuno analizzare questo schema per capire bene il circuito *prima* di cominciare l'esperimento.

Formule di progetto

Sotto questo titolo verrà dato un breve riassunto delle equazioni usate per la progettazione del circuito.

Passi

Una serie di passi sequenziali descriverà la successione delle istruzioni per la realizzazione delle singole parti degli esperimenti. In alcuni passi verranno anche poste al lettore delle domande. I calcoli numerici sono facilmente eseguibili: consigliamo l'uso di una delle molte calcolatrici tascabili disponibili sul mercato a basso costo.

CONSIGLI E SUGGERIMENTI UTILI

1. **Attrezzi**

Per tutti gli esperimenti descritti nel libro servono solo due attrezzi:

- un paio di pinze lunghe
- un tagliafili o una pinza spellafilo

Le pinze servono a:

- raddrizzare le estremità piegate del filo che serve per collegare i circuiti sul breadboard
- raddrizzare o piegare nella giusta posizione, i terminali dei resistori,

dei condensatori e degli altri componenti per poterli inserire facilmente nel breadboard.

Il tagliafili o la pinza spella filo servono per tagliare il filo alla lunghezza giusta e togliere all'incirca 1 cm. di rivestimento isolante a ciascuna estremità.

2. **Filo**

Si usano fili isolati, *non* a trecciola, del #22, #24, #26.

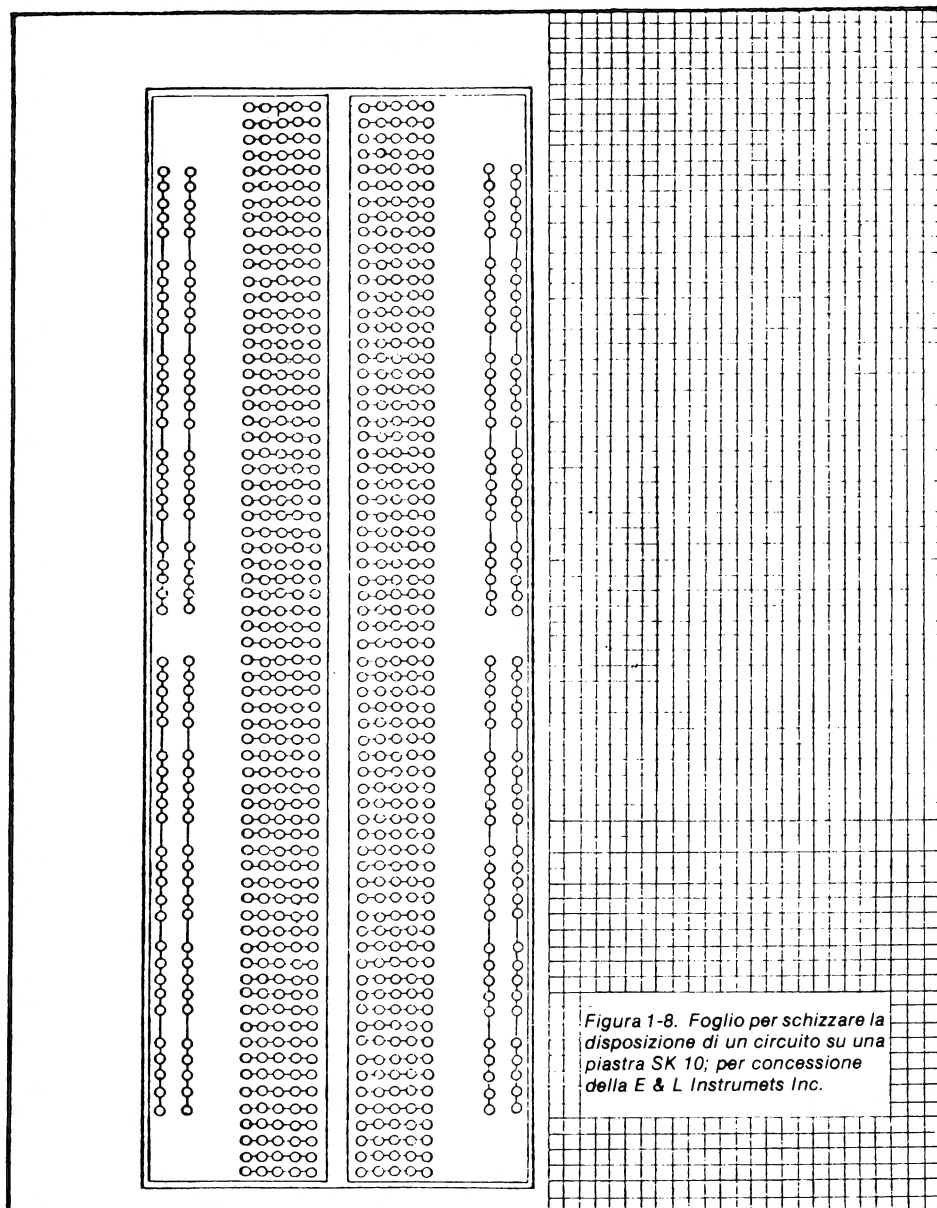
3. **Breadboarding**

- Non forzare mai in un terminale del breadboard un filo o un conduttore troppo grossi.
- Non inserire mai un filo piegato. Raddrizzare le estremità con un paio di pinze prima di inserirle.
- Mantenere, nel limite possibile una disposizione ordinata dei componenti e dei fili, tenendo il più corti possibili i collegamenti.
- Progettare la disposizione dei componenti del circuito su un foglio simile a quello rappresentato in fig. 1-8 prima di iniziare il cablaggio.

4. **Componenti ed altro materiale ausiliare**

Per gli esperimenti serviranno resistori, condensatori, ecc. Coloro che fanno regolarmente esperimenti elettronici, dispongono certamente di una cassetta di componenti vari. La maggior parte dei seguenti componenti può essere comunque acquistato presso fornitori specializzati per hobbysti; per esempio:

o G.B.C. Italiana (diverse sedi)
V.le Matteotti, 66
20092 - Cinisello Balsamo

Figura 1-8. Foglio per schizzare la disposizione di un circuito su una piastra SK 10; per concessione della E & L Instrumets Inc.

Resistori

I seguenti resistori necessari per eseguire tutti gli esperimenti, dovrebbero essere da 1/4 o 1/2 W, 5%

100 Ω — 2	8,2 kΩ — 1	100 kΩ — 3
270 Ω — 1	10 kΩ — 3	150 kΩ — 1
470 Ω — 1	12 kΩ — 1	180 kΩ — 1
1 kΩ — 3	15 kΩ — 2	200 kΩ — 1
1,5 kΩ — 1	20 kΩ — 2	220 kΩ — 1
2,2 kΩ — 1	22 kΩ — 1	270 kΩ — 1
2,7 kΩ — 1	27 kΩ — 1	330 kΩ — 2
3,3 kΩ — 1	33 kΩ — 3	390 kΩ — 1
3,9 kΩ — 1	39 kΩ — 1	470 kΩ — 1
4,7 kΩ — 1	47 kΩ — 2	1,0 MΩ — 2
5,6 kΩ — 1	68 kΩ — 2	1,5 MΩ — 1
6,8 kΩ — 1	82 kΩ — 1	

servono anche i seguenti potenziometri:

50 kΩ, 1 giro — 1
100 kΩ, 10 giri — 1
5 MΩ, 1 giro — 1

Condensatori

Servono i seguenti condensatori:

0,001 μF — 1
0,0022 μF — 2
0,0047 μF — 1
0,01 μF — 2
0,033 μF — 3
0,047 μF — 1
0,1 μF — 1
5 μF — 1

Altri componenti

1 - Fotocellula "general purpose"
2 - Diodi - LED (light emitting-diode)
3 - Diodi 1N914
4 - Diodo di Zener 1N751, 5, 1 Volt
2 - Diodi di Zener 1N746, 3,3 V
1 - Transistore NPN 2N2222
1 - NAND gate a due input 4011 CMOS quadruplo
1 - Interruttore analogico 4016 CMOS
1 - Interruttore SPDT

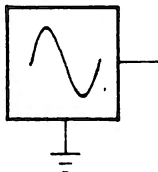
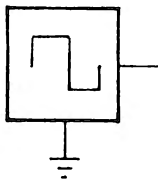
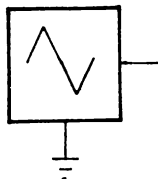
Oscilloscopio

Può essere usato un oscilloscopio qualsiasi, anche a singola traccia; è comunque preferibile un oscilloscopio a doppia traccia, perchè è utile il confronto diretto tra i segnali di ingresso è di uscita.

Multimetro o voltmetro digitale

Serve un voltmetro "general purpose", capace di misurare le correnti e le tensioni alternate e continue e le resistenze. E' consigliabile usare un voltmetro digitale, se riuscite a procurarvene uno, dato che permette delle misurazioni molto più precise.

Generatore di funzioni

Serve un generatore di funzioni capace di generare onde sinusoidali, quadre e triangolari con frequenza ed ampiezza regolabili. Per uscite a forma sinusoidale verrà usato il seguente simbolo:

Per onde quadre verrà usato il seguente simbolo:

Per onde triangolari invece si userà il seguente simbolo:

Calcolatore tascabile

L'uso di un calcolatore tascabile non è obbligatorio, ma è consigliabile. I calcoli di routine possono essere fatti con i calcolatori più semplici con le 4 operazioni base: costano poco e consentono un notevole risparmio di tempo.

La fig. 1-9 rappresenta il tipo di attrezzatura e di hardware che servirà per effettuare gli esperimenti descritti in questo libro.

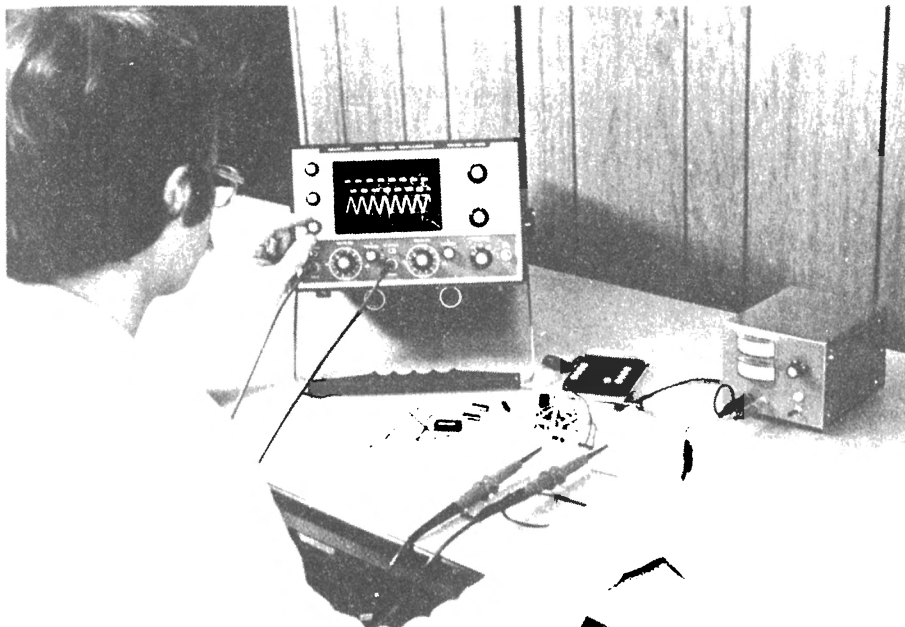



Figura 1-9

5. **Chip di amplificatori operazionali**

Anche se sono disponibili molti tipi di amp op, soltanto un tipo o due saranno usati per quasi tutti gli esperimenti contenuti in questo libro. Essi appartengono al tipo "economico", molto diffuso tra dilettanti e sperimentatori con limitate disponibilità economiche.

Per i vostri esperimenti *usate soltanto chip di amp op "Dual-in-line" (DIP), gli unici adatti agli zoccoli senza saldatura del breadboard.* Questi contenitori assomigliano ai contenitori dei circuiti integrati TTL e CMOS a 14 e 16 piedini.

Useremo per quasi tutti gli esperimenti, l'amp op 741, che è probabilmente quello maggiormente usato; costa poche centinaia di lire al pezzo. L'amp op 741 è disponibile sul mercato in differenti contenitori; si preferisca comunque il "mini-DIP" a 8 piedini (chiamato anche contenitore "V").

Per tutti gli esperimenti descritti nel libro, servono i seguenti amp op:

Amp op 741 (3)
Amp op LM 318 (1)
Amp op LM 3900 (1)
Amplificatore per strumentazione Burr Brown 3660 J (1)

Le pagine seguenti riproducono i fogli dati dei seguenti, assai comuni, amp op:

μA 747 (Signetics)
5558 (Signetics)
LM118/218/318 (National Semiconductor)
4156 (Raytheon)

E' probabile che, ultimato lo studio del libro vorrete usarne qualcuno.

signetics · DUAL OPERATIONAL AMPLIFIER μA747

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

DESCRIPTION

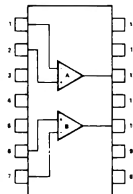
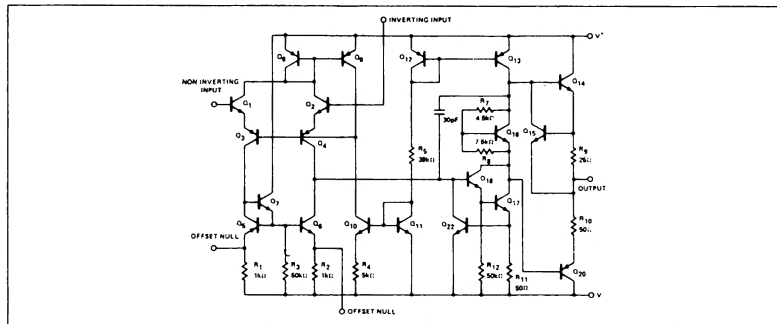
The μA747 is a pair of high performance monolithic operational amplifiers constructed on a single silicon chip. They are intended for a wide range of analog applications where board space or weight are important. High common mode voltage range and absence of "latch-up" make the μA747 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage provides superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. The μA747 is short-circuit protected and requires no external components for frequency compensation. The internal 6 db/octave roll-off insures stability in closed loop applications. For single amplifier performance, see μA741 data sheet.

FEATURES

- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- OFFSET VOLTAGE NULL CAPABILITY
- LARGE COMMON-MODE AND DIFFERENTIAL
- VOLTAGE RANGES
- LOW POWER CONSUMPTION
- NO LATCH UP

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage μA747		+22V
μA747C		+18V
Internal Power Dissipation (Note 1)	Metal Can	500 mW
	DIP	670 mW
Differential Input Voltage		+30V
Input Voltage (Note 2)		+15V
Voltage between Offset Null and V^-		+0.5V
Storage Temperature Range		-65°C to +155°C
Operating Temperature Range μA747		-55°C to +125°C
μA747C		0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering 60 seconds)		300°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)		Indefinite

PIN CONFIGURATION

EQUIVALENT CIRCUIT (Each Side)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_S = \pm 15$ V, $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise specified)

PARAMETERS	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \le 10$ kΩ		1.0		mV
μA747			5.0		mV
μA747C			6.0		mV
Input Offset Current			20	200	nA
Input Bias Current			80	500	nA
Input Resistance		0.3	2.0		MΩ
Input Capacitance			1.4		pF
Offset Voltage Adjustment Range			±15		mV
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \ge 2K\Omega, V_{out} = \pm 10V$		200,000		
μA747		50,000			
μA747C		25,000			
Output Resistance			75		Ω
Output Short-Circuit Current			25		mA
Supply Current			1.7	2.8	mA
Power Consumption			50	85	mW
Transient Response (unity gain)	$V_{in} = 20$ mV, $R_L =$ 2kΩ, $C_L \le 100$ pF				
Risetime			0.3		μS
Overshoot			5.0		%
Slew Rate	$R_L \ge 2k\Omega$		0.5		V/μS
Channel Separation			120		dB
μA747 The following specifications apply for $-55^\circ C \le T_A \le +125^\circ C$					
Input Offset Voltage	$R_S \le 10k\Omega$		1.0	6.0	mV
Input Offset Current	$T_A = +125^\circ C$		7.0	200	nA
	$T_A = -55^\circ C$		85	500	nA
Input Bias Current	$T_A = +125^\circ C$		0.03	0.5	μA
	$T_A = -55^\circ C$		0.3	1.5	μA
Input Voltage Range		±12	±13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \le 10k\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \le 10k\Omega$		30	150	μV/V
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \ge 2k\Omega, V_{out} = \pm 10V$	25,000			
Output Voltage Swing	$R_L \ge 10k\Omega$	±12	±14		V
	$R_L \ge 2k\Omega$	±10	±13		V
Supply Current	$T_A = +125^\circ C$		1.5	2.5	mA
	$T_A = -55^\circ C$		2.0	3.3	mA
Power Consumption	$T_A = +125^\circ C$		45	75	mW
	$T_A = -55^\circ C$		60	100	mW
μA747C The following specifications apply for $0^\circ C \le T_A \le +70^\circ C$					
Input Offset Voltage	$R_S \le 10k\Omega$		1.0	7.5	mV
Input Offset Current			7.0	300	nA
Input Bias Current			0.03	0.8	μA
Input Voltage Range		±12	±13		V
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \le 10k\Omega$	70	90		dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_S \le 10k\Omega$		30	150	μV/V
Large-Signal Voltage Gain	$R_L \ge 2k\Omega, V_{out} = \pm 10V$	15,000			
Output Voltage Swing	$R_L \ge 10k\Omega$	±12	±14		V
	$R_L \ge 2k\Omega$	±10	±13		V
Supply Current			2.0	3.3	mA
Power Consumption			60	100	mW

NOTES:

1. Rating applied to ambient temperatures up to 70°C ambient derate linearly at 6.3 mW/°C for the Metal Can and 8.3 mW/°C for the Ceramic DIP package
2. For supply voltages less than +15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit may be to ground or either supply. Military rating applies to +125°C case temperature or +60°C ambient temperature for each side.

signetics

DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS 5558

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS

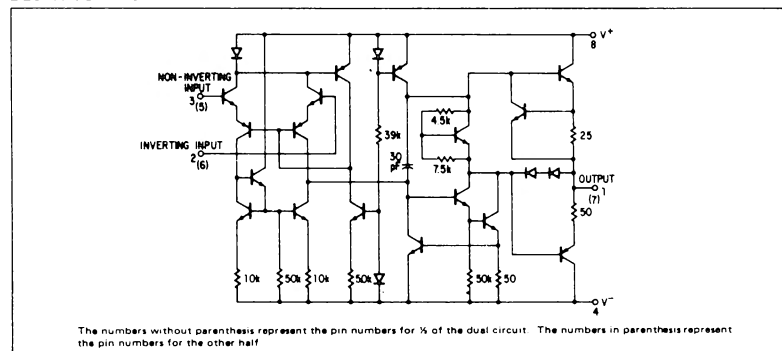
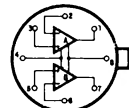
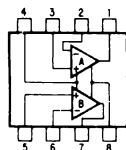
DESCRIPTION

The 5558 consists of a pair of high performance monolithic operational amplifiers constructed on a single chip. It features internal compensation and is intended for use in a variety of analog applications. High common mode voltage range and immunity to latch-up makes the 5558 ideal for use as a voltage follower. The high gain and wide range of operating voltage achieves superior performance in integrator, summing amplifier, and general feedback applications. The device is short-circuit protected. For single amplifier performance see the 5741 data sheet. The 5558 is a pin-for-pin replacement for the MC1558G.

PIN CONFIGURATIONS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply Voltages	
S5558	±22V
N5558	±18V
Differential Input Voltage	±30V
Common-mode Input Swing	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Power Dissipation (Note 1)	
T Package – (MO-002-AG)	680mW
V Package	625mW
Operating Temperature Range	
S5558	-55°C to +125°C
N5558	0°C to +75°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 60 sec)	300°C

NOTE:
1. Derate T package linearly at 4.6 mW/°C for ambient temperatures above +25°C
2. Derate V package at 5mW/°C above 25°C

FEATURES:

- 2 "OP AMPS" IN SPACE OF ONE 741 V PACKAGE
- NO FREQUENCY COMPENSATION REQUIRED
- SHORT CIRCUIT PROTECTION
- LOW POWER CONSUMPTION
- LARGE COMMON MODE AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGES
- NO LATCH-UP

EQUIVALENT SCHEMATIC

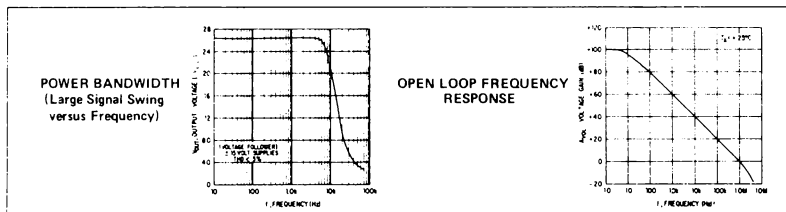
The numbers without parenthesis represent the pin numbers for ½ of the dual circuit. The numbers in parenthesis represent the pin numbers for the other half

LINEAR INTEGRATED CIRCUITS ■ 5558

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V^+ = +15$ Vdc, $V^- = -15$ Vdc, $T_A = +25°C$ unless otherwise noted)

CHARACTERISTICS	SYMBOL	MIN		TYP		MAX		UNIT
		S5558	N5558	S5558	N5558	S5558	N5558	
Input Bias Current	I_b							μAdc
$T_A = +25°C$				0.2	0.2	0.5	0.5	
$T_A = T_{low}$ to T_{high} (See Note 1)						1.5	0.8	
Input Offset Current	$\|I_{IO}\|$							μAdc
$T_A = +25°C$				0.03	0.03	0.2	0.2	
$T_A = T_{low}$ to T_{high}						0.5	0.3	
Input Offset Voltage ($R_S \leq 10k\Omega$)	V_{IO}							mVdc
$T_A = +25°C$				1.0	2.0	5.0	6.0	
$T_A = T_{low}$ to T_{high}						6.0	7.5	
Differential Input Impedance (Open Loop, f = 20 Hz)								
Parallel Input Resistance	R_P	0.3	0.3	1.0	1.0			Megohm
Parallel Input Capacitance	C_P			6.0	6.0			pF
Common-Mode Input Impedance (f = 20 Hz)	$Z_{(in)}$			200	200			Megohms
Common-Mode Input Voltage Swing	CMV_{in}	±12	±12	±13	±13			V_{pk}
Equivalent Input Noise Voltage ($A_V = 100$, $R_s = k\Omega$, f = 1.0 kHz, BW = 1.0 Hz)	e_n			45	45			nV(Hz)½
Common-Mode Rejection Ratio (f = 100 Hz)	CM_{rej}	70	70	90	90			dB
Open Loop Voltage Gain, ($V_{out} = \pm 10V$, $R_L = 2.0k\Omega$)	A_{VOL}							V/V
$T_A = +25°C$		50,000	20,000	200,000	100,000			
$T_A = T_{low}$ to T_{high}		25,000	15,000					
Power Bandwidth ($A_V = 1$, $R_L = 2.0k\Omega$, THD≤5%, $V_{out} = 20V_{p\text{-}p}$)	P_{BW}			14	14			kHz
Unity Gain Crossover Frequency (open loop)				1.1	1.1			MHz
Phase Margin (open loop, unity gain)				65	65			degrees
Gain Margin				11	11			dB
Slew Rate (Unity Gain)	dV_{out}/dt			0.8	0.8			V/μs
Output Impedance (f = 20 Hz)	Z_{out}			300	300			ohms
Short Circuit Output Current	I_{SC}			20	20			mAdc
Output Voltage Swing	V_{out}							V_{pk}
(R_L 10kΩ)		±12	±12	±14	±14			
$R_L = 2k\Omega$ ($T_A = T_{low}$ to T_{high})		±10	±10	±13	±13			
Power Supply Sensitivity								μV/V
V^- = constant, $R_s \leq 10k\Omega$	S^+			30	30	150	150	
V^+ = constant, $R_s \leq 10k\Omega$	S^-			30	30	150	150	
Power Supply Current	I_D^+			2.3	2.3	5.0	5.6	mAdc
	I_D^-			2.3	2.3	5.0	5.6	
DC Quiescent Power Dissipation ($V_{out} = 0$)	P_D			70	70	150	170	mW
Channel Separation	e_{o1}/e_{o2}			120	120			dB

Note 1 T_{low}: 0°C for N5558, -55°C for S5558, T_{high}: +75°C for N5558, +125°C for S5558

TYPICAL CHARACTERISTIC CURVES

Operational Amplifiers/Buffers

LM118/LM218/LM318 operational amplifier

general description

The LM118 series are precision high speed operational amplifiers designed for applications requiring wide bandwidth and high slew rate. They feature a factor of ten increase in speed over general purpose devices without sacrificing DC performance.

features

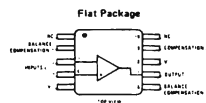
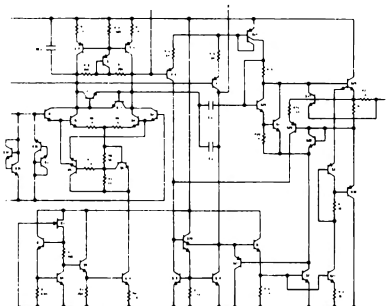
- 15 MHz small signal bandwidth
- Guaranteed 50V/μs slew rate
- Maximum bias current of 250 nA
- Operates from supplies of ±5V to ±20V
- Internal frequency compensation
- Input and output overload protected
- Pin compatible with general purpose op amps

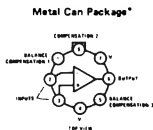
The LM118 series has internal unity gain frequency compensation. This considerably simplifies its application since no external components are necessary for operation. However, unlike most internally compensated amplifiers, external frequency compensation may be added for optimum performance. For inverting applications, feedforward compensation will boost the slew rate to over 150V/μs and almost double the bandwidth. Overcompensation can be used with the amplifier for greater stability when maximum bandwidth is not needed. Further, a single capacitor can be added to reduce the 0.1% settling time to under 1 μs.

The high speed and fast settling time of these op amps make them useful in A/D converters, oscillators, active filters, sample and hold circuits, or general purpose amplifiers. These devices are easy to apply and offer an order of magnitude better AC performance than industry standards such as the LM709.

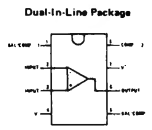
The LM218 is identical to the LM118 except that the LM218 has its performance specified over a −25°C to +85°C temperature range. The LM318 is specified from 0°C to +70°C.

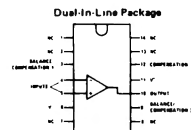
schematic and connection diagrams

Flat Package

Order Number LM118F or LM218F
See Package 3

Metal Can Package*

*Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for TO-5 package

Order Number LM118H, LM218H or LM318H
See Package 11

Dual-In-Line Package

Order Number LM318N
See Package 20

Dual-In-Line Package

Order Number LM118D, LM218D or LM318D
See Package 1

absolute maximum ratings

Supply Voltage	±20V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	±10 mA
Input Voltage (Note 3)	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite
Operating Temperature Range	
LM118	−55°C to +125°C
LM218	−25°C to +85°C
LM318	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

electrical characteristics (Note 4)

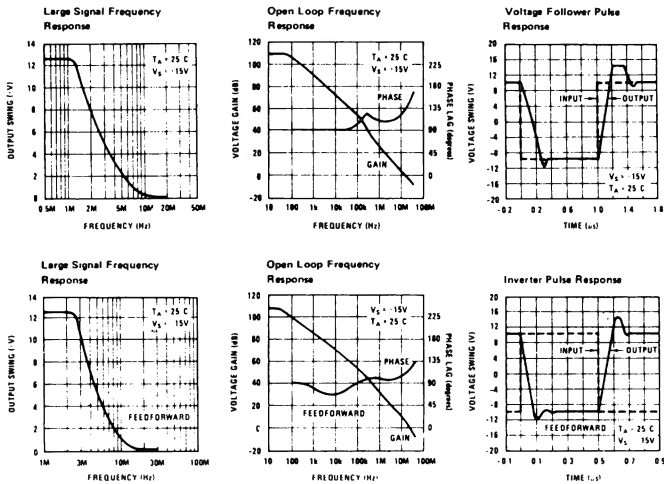
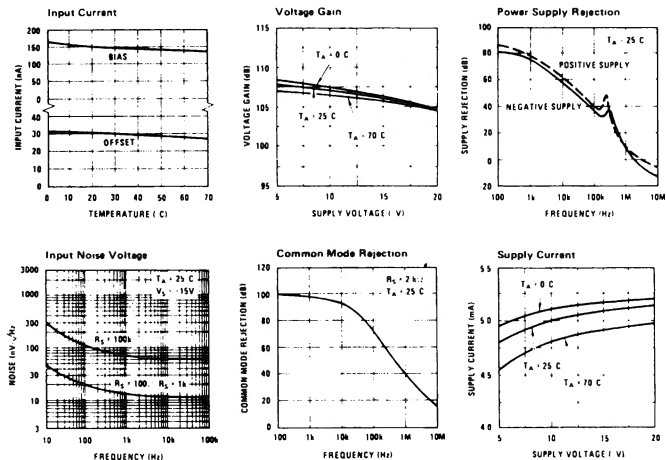
PARAMETER	CONDITIONS	LM118/LM218			LM318			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Input Offset Voltage	$T_A = 25°C$		2	4		4	10	mV
Input Offset Current	$T_A = 25°C$		6	50		30	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25°C$		120	250		150	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25°C$	1	3		0.5	3		MΩ
Supply Current	$T_A = 25°C$		5	8		5	10	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$ $V_{OUT} = \pm 10V$, $R_L \geq 2\ k\Omega$	50	200		25	200		V/mV
Slew Rate	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$, $A_v = 1$	50	70		50	70		V/μs
Small Signal Bandwidth	$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$		15			15		MHz
Input Offset Voltage				6			15	mV
Input Offset Current				100			300	nA
Input Bias Current				500			750	nA
Supply Current	$T_A = 125°C$		4.5	7				
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15V$, $V_{OUT} = \pm 10V$ $R_L \geq 2\ k\Omega$	25			20			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15V$, $R_L = 2\ k\Omega$	±12	±13		±12	±13		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15V$	±11.5			±11.5			V
Common Mode Rejection Ratio		80	100		70	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		70	80		65	80		dB

Note 1. The maximum junction temperature of the LM118 is 150°C, the LM218 is 100°C, and the LM318 is 85°C. For operating at elevated temperatures, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of 185°C/W when mounted on a 1/16-inch thick epoxy glass board with ten, 0.03-inch-wide, 2-ounce copper conductors. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

Note 3 For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $\pm 5V \leq V_S \leq \pm 20V$ and $-55°C \leq T_A \leq +125°C$, (LM118), $-25°C \leq T_A \leq +85°C$ (LM218), and $0°C \leq T_A \leq +70°C$ (LM318). Also, power supplies must be bypassed with 0.1μF disc capacitors.

typical performance characteristics LM118, LM218
Input Current
Voltage Gain
Power Supply Rejection
Input Noise Voltage
Common Mode Rejection
Supply Current
Closed Loop Output Impedance
Current Limiting
Input Current
Unity Gain Bandwidth
Voltage Follower Slew Rate
Inverter Settling Time

typical performance characteristics LM318 (Cont'd)

Closed Loop Output Impedance

$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$; $A_V = 1000$; $A_V = 1$

OUTPUT IMPEDANCE (Ω) — FREQUENCY (Hz)

Current Limiting

$T_A = 70°C$; $T_A = 25°C$; $V_S = \pm 15V$

OUTPUT SWING (±V) — OUTPUT CURRENT (mA)

Input Current

INPUT CURRENT (nA) — DIFFERENTIAL INPUT (V)

Unity Gain Bandwidth

$V_S = \pm 20V$; $V_S = \pm 15V$; $V_S = \pm 10V$; $V_S = \pm 5V$

UNITY GAIN BANDWIDTH (MHz) — TEMPERATURE (°C)

Voltage Follower Slew Rate

POSITIVE SLEW; NEGATIVE SLEW; $V_S = \pm 15V$, $R_S = R_f = 10 k\Omega$, $C_f = 5 pF$

SLEW (V/μs) — TEMPERATURE (°C)

Inverter Settling Time

$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$, $R_S = 5 k\Omega$, $R_f = 5 k\Omega$, $C_f = 10 pF$, $C_{S2} = 0.1 \mu F$; 10 mV; 100 mV; 1 mV

OUTPUT VOLTAGE (V) — TIME (μs)

Large Signal Frequency Response

$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$

OUTPUT SWING (±V) — FREQUENCY (Hz)

Open Loop Frequency Response

$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$; PHASE; GAIN

VOLTAGE GAIN (dB) — PHASE LAG (degrees) — FREQUENCY (Hz)

Voltage Follower Pulse Response

INPUT; OUTPUT; $V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$

VOLTAGE SWING (V) — TIME (μs)

Large Signal Frequency Response

$T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$; FEEDFORWARD

OUTPUT SWING (±V) — FREQUENCY (Hz)

Open Loop Frequency Response

$V_S = \pm 15V$, $T_A = 25°C$; PHASE; FEEDFORWARD; GAIN

VOLTAGE GAIN (dB) — PHASE LAG (degrees) — FREQUENCY (Hz)

Inverter Pulse Response

INPUT; OUTPUT; FEEDFORWARD; $T_A = 25°C$, $V_S = \pm 15V$

VOLTAGE SWING (V) — TIME (μs)

3

PRODUCT SPECIFICATIONS **LINEAR INTEGRATED CIRCUITS**

QUAD HIGH PERFORMANCE OPERATIONAL AMPLIFIER

4156

DESCRIPTION

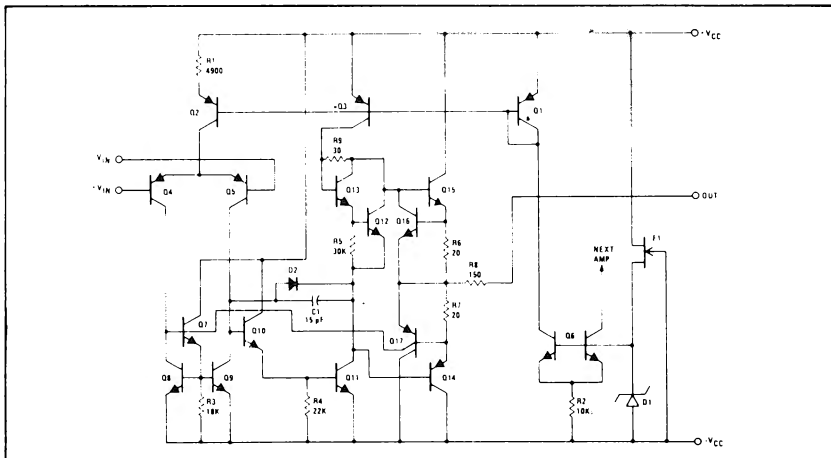
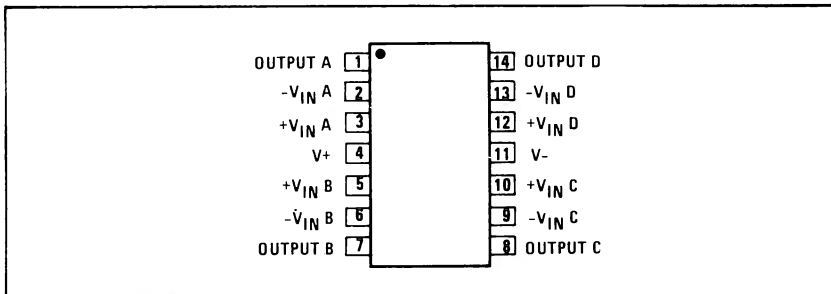
The RM4156/RC4156 is a monolithic integrated circuit, consisting of four independent high performance operational amplifiers constructed with the planar epitaxial process.

These amplifiers feature guaranteed A.C. performance which far exceeds that of the 741 type amplifiers. Also featured are excellent input characteristics and guaranteed low noise making this device the optimum choice for audio, active filter and instrumentation applications.

FEATURES

	Typical	Guaranteed
• Unity Gain Bandwidth	3.5 MHz	2.8 MHz
• High Slew Rate	1.6V/μS	1.3V/μS
• Low Noise Voltage	0.8μV	2.0μV

- Indefinite Short Circuit Protection
- No Crossover Distortion
- Low Input Offset and Bias Parameters
- Internal Compensation

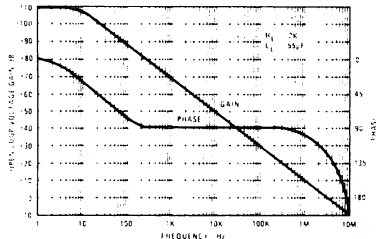
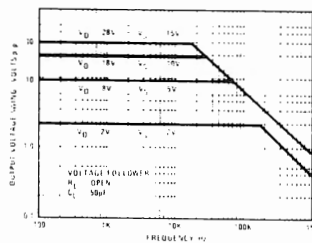
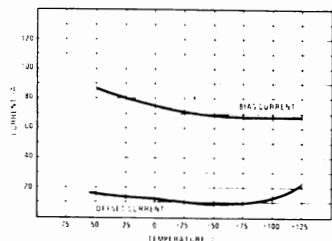
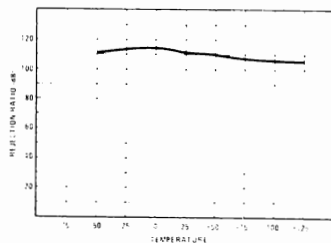
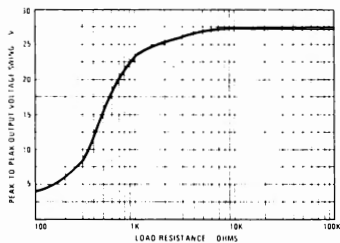
SCHEMATIC DIAGRAM

CONNECTION INFORMATION

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	±20V	Storage Temperature Range		-65 to +150°C
Internal Power Dissipation (Note 1)	880 mW	Operating Temperature Range	RM4156	-55 to +125°C
Differential Input Voltage	±30V		RV4156	-40 to +85°C
Input Voltage (Note 2)	±15V		RC4156	0 to +70°C
Output Short Circuit Duration (Note 3)	Indefinite	Lead Soldering Temperature (60 sec)		300°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS V_{CC} ±15V T_A +25°C unless otherwise specified

PARAMETER	CONDITIONS	RM4156 MIN	RM4156 TYP	RM4156 MAX	RV4156/RC4156 MIN	RV4156/RC4156 TYP	RV4156/RC4156 MAX	UNITS
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\ K\Omega$		0.5	3.0		1.0	5.0	mV
Input Offset Current			15	30		30	50	nA
Input Bias Current			60	200		60	300	nA
Input Resistance			5			5		MΩ
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\ K\Omega\ V_{OUT}$ ±10V	50,000	100,000		25,000	100,000		V/V
Output Voltage Swing	$R_L \geq 10\ K\Omega$	±12	±14		±12	±14		V
	$R_L \geq 2\ K\Omega$	±10	±13		±10	±13		V
Input Voltage Range		±12	±14		±12	±14		V
Output Resistance			230			230		Ω
Output Short Circuit Current			25			25		mA
Common Mode Rejection Ratio	$R_S \leq 10\ K\Omega$	80			80			dB
Power Supply Rejection Ratio	$R_S \leq 10\ K\Omega$	80			80			dB
Supply Current (all amplifiers)	$R_L = \infty$		4.5	5.0		5.0	7.0	mA
Transient Response								
Rise Time			50			75		ns
Overshoot			25%			25%		%
Slew Rate		1.3	1.6		1.3	1.6		V/μs
Unity Gain Bandwidth		2.8	3.5		2.8	3.5		MHz
Phase Margin	$R_L = 2\ K\Omega\ R_C = 50\ pF$		50			50		degrees
Full Power Bandwidth	V_O = 20V p-p	20	25		20	25		kHz
Input Noise Voltage	f = 20 Hz to 20 kHz		0.8	2.0		0.8	2.0	μV RMS
Input Noise Current	f = 20 Hz to 20 kHz		15			15		pA RMS
Channel Separation			108			108		dB
The following specifications apply for -55°C ≤ T_A ≤ +125°C for RM4156, -40°C ≤ T_A ≤ +85°C for RV4156, 0°C ≤ T_A ≤ +70°C for RC4156.								
Input Offset Voltage	$R_S \leq 10\ K\Omega$			5.0			6.5	mV
Input Offset Current				75			100	nA
Input Bias Current				325			400	nA
Large Signal Voltage Gain	$R_L \geq 2\ K\Omega\ V_{OUT}$ ±10V	25,000			15,000			V/V
Output Voltage Swing	$R_L \geq 2\ K\Omega$	±10			±10			V
Supply Current			10			10		mA
Average Offset Voltage Drift			5			5		μV/°C

Notes: 1. Rating applies for case temperature of +25°C maximum; derate linearity at 6.4 mW/°C for temperatures above +25°C.
2. For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.
3. Short circuit to ground on one amplifier only.

Courtesy Raytheon Co., 350 Ellis Street, Mountain View, CA 94042

Small Signal Bandwidth and Phase Margin vs. Load Capacitance

Output Voltage Swing vs. Frequency

Input Currents vs. Temperature

Common Mode Rejection Ratio vs. Temperature

Output Voltage Swing vs. Load Resistance

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

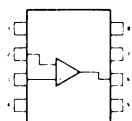
I seguenti esperimenti vi indicano come misurare alcuni parametri caratteristici dell'amp op 741 C. Questo particolare tipo di amp op, oltre ad essere economico è un esemplare rappresentativo di tutti gli amp op "general purpose" disponibili sul mercato. Salvo che nei capitoli 9 e 10, userete per tutti gli esperimenti l'amp op 741 C. Di conseguenza le sue caratteristiche vi diverranno molto familiari. Gli esperimenti che eseguirete possono essere così riassunti:

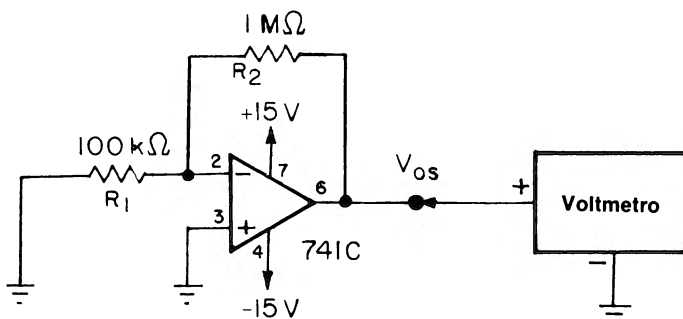
Esperimento N.	Scopo
1	*Misura della tensione di offset di un amp op*
2	*Misura delle correnti di polarizzazione di ingresso di un amp op*
3	*Misura dell'impedenza di ingresso di un amp op*
4	*Misura dello slew rate di un amp op*
5	*Misura del rapporto di reiezione di modo comune (CMRR) di un amp op*
6	*Determinazione della risposta ad anello chiuso di un amp op, calcolando il suo prodotto larghezza di banda guadagno.*

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento misura la tensione di offset all'ingresso di un amp op 741 C.

Configurazione dei pin di un amp op 741

1. Offset zero
2. Ingresso invertente
3. Ingresso non invertente
4. V^-
5. Offset zero
6. Uscita
7. V^+
8. NC (non connesso)

Schema del circuito

Formule di progetto

- Guadagno ad anello chiuso: $A_{CL} = \frac{R_2}{R_1}$

- Tensione di offset all'ingresso: $V_{oi} = \frac{V_{OS}}{A_{CL}}$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema. Per questo esperimento, i collegamenti per l'alimentazione all'amp op sono stati rappresentati nello schema; *per i futuri esperimenti essi verranno omessi, essendo normalmente impliciti.*

Passo 2

Alimentate il breadboard, misurando la tensione di uscita con il voltmetro e annotate il risultato:

V_{os} = ———————————— mV

Da parte mia, anche se la lettura variava da 56,2 a 58,3 mV, ho annotato 56,2 mV.

Passo 3

Calcolate la tensione offset di ingresso V_{oi}, usando la formula data sotto la voce Formule di Progetto e annotate il risultato:

V_{oi} = ———————————— mV

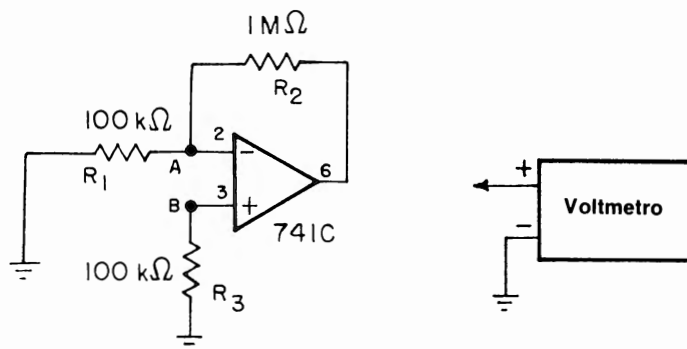
Per l'amp op 741C, il valore tipico della tensione offset di ingresso è 2 mV con un massimo di 6 mV. Da parte mia, ho calcolato una tensione offset di ingresso di 5,62 mV, che rientra ancora nei valori massimi del dispositivo.

Dato che tutti gli esperimenti dei primi sette capitoli usano un amp op con una alimentazione doppia a conclusione di ciascun esperimenti staccate tutti i collegamenti all'amp op eccetto quelli di alimentazione (piedini 4 e 7). Così non li dimenticherete nel prossimo esperimento, anche se essi saranno stati, di regola, omessi dagli schemi.

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento misura correnti di polarizzazione di ingresso dell'amp op 741C.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Corrente di polarizzazione: $I_{B1} = \frac{V_A}{R_1}$

$$I_{B2} = \frac{V_B}{R_3}$$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema. *Non dimenticate i collegamenti di alimentazione.*

Passo 2

Alimentate il breadboard. Per prima cosa, misurate la caduta di tensione che si ha sul resistore R_1 (V_A) e annotate il risultato:

$V_A =$ ________________________ mV

Poi misurate la caduta di tensione sul resistore R_3 (V_B) annotando il risultato

V_B = ———————————— mV

Nel mio esperimento ho ottenuto i valori di 15,2 mV per V_A e 12,7 mV per V_B.

Passo 3

Con le formule date sotto la voce Formule di progetto, calcolate le correnti di polarizzazione di ingresso I_{B1} e I_{B2}, annotando i risultati:

I_{B1} = ———————————— nA
I_{B2} = ———————————— nA

Per l'amp op *ideale* ambedue le correnti sono uguali; tuttavia nei dispositivi reali, le correnti di polarizzazione di ingresso non sono uguale. Il costruttore indica un valore che è la media dei due. Prendete la media delle due correnti di cui sopra e annotate il risultato:

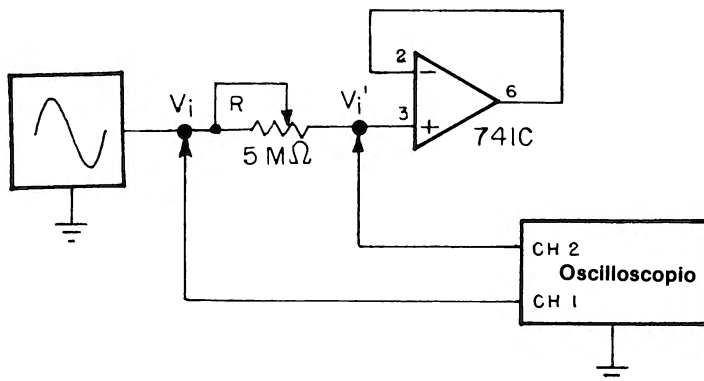
$I_{B\ media}$ = ———————————— nA

Per l'amp op 741C, il tipico valore medio per la corrente di ingresso di polarizzazione è 80 nA, con un massimo di 500 nA. Nel mio esperimento la corrente media è risultata di 139 nA, valore che rientra nei valori massimi del disposito.

ESPERIMENTO N. 3

Scopo

Questo esperimento misura l'impedenza di ingresso intrinseca di un amp op 741C.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$Z_i = R, \text{ quando } V_i' = \frac{1}{2} V_i$$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Cablate il circuito rappresentato nello schema; *non dimenticate l'alimenazione!* Alimentate il breadboard e regolate l'onda sinusoidale di ingresso a 1 V da picco a picco e la frequenza in modo che un ciclo completo occupi le 10 suddivisioni orizzontali (100 Hz).

Passo 3

Mentre osservate la tensione V' sul Canale 2, regolate il potenziometro 5 MΩ in modo che la tensione sia *la metà* della tensione di ingresso V_i (cioè 0,5 V da picco a picco).

Passo 4

Ora escludete l'alimentazione del breadboard. Senza disturbare la regolazione, allontanate il potenziometro del breadboard. Poi misurate la sua resistenza con un ohmmetro e annotate il valore:

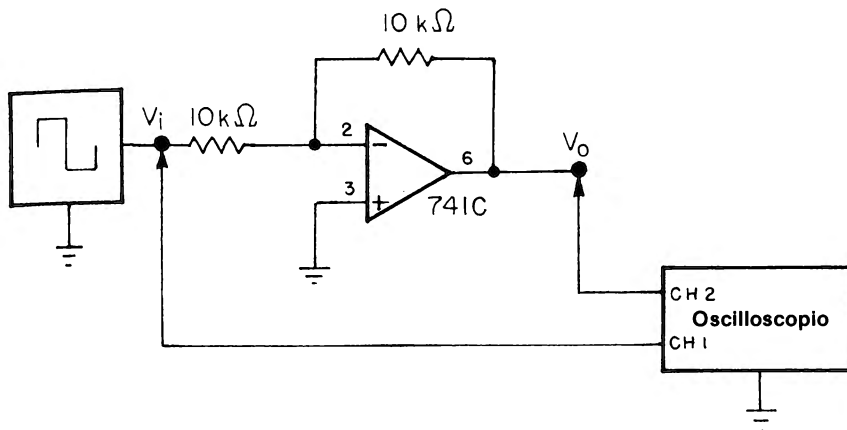
R potenziometro = ________________________ Ω

Questo valore è uguale all'impedenza di ingresso Z_i dell'amp op. Per l'amp op 741C, l'impedenza di ingresso tipica è di 2 mΩ, o con un valore minimo di 300 kΩ. Nel mio esperimento il valore è il risultato di 1,2 MΩ, che rientra nei valori massimi del dispositivo.

ESPERIMENTO N. 4

Scopo

Questo esperimento misura lo slew rate di un am op 741C.

Schema del circuito

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1:5 V per divisione
- Canale 2:1 V per divisione
- Base dei tempi: 10 μs per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema e alimentate il breadboard. Regolate il segnale di ingresso a onda quadra a 5 V da picco a picco e la frequenza di ingresso in modo tale che un periodo occupi lo schermo dell'oscilloscopio, come illustrato nella figura di pagina seguente.

Passo 3

Misurate la tensione di uscita da picco a picco Δ V, e annotate il risultato

Δ V = — ________________________ V

Passo 4

Come illustrato nella figura, misurate il tempo t che la tensione di uscita impiega per passare dal valore minimo al valore massimo o viceversa; annotate il risultato:

Δ t = — ________________________ μs

Passo 5

Dalle misure effettuate nei passi 3 e 4, calcolate lo slew rate ΔV/Δt scrivete il risultato qui sotto:

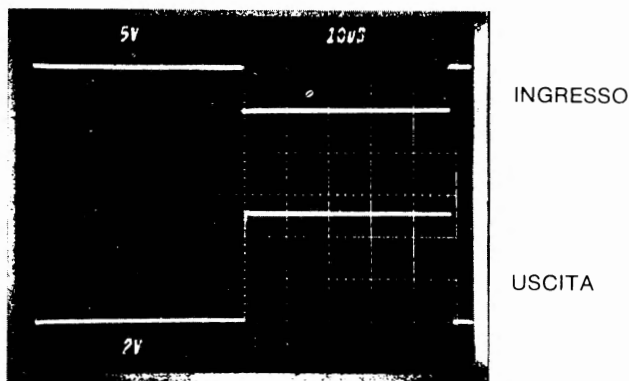
slew rate = ________________________ V/μs

Per l'amp op 741C, il valore tipico dello slew rate è 0,5 volt/μs. La fotografia

indica che ΔLV è 4,9 V, Δt è 10 μs; ne risulta uno slew rate di 0,49 V/μs.

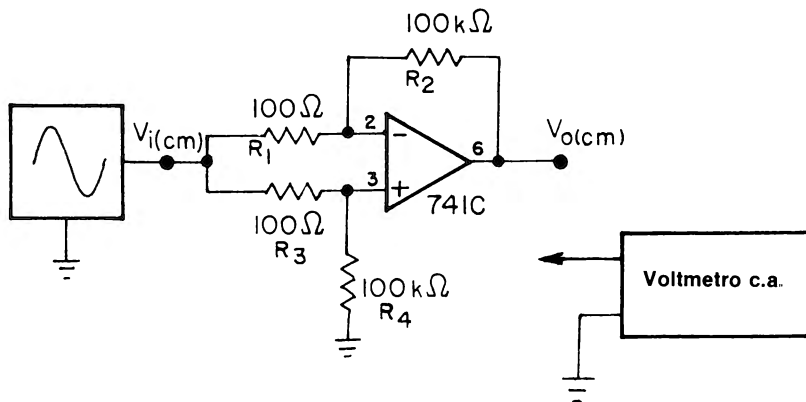
Passo 6

Escludete l'alimentazione dal breadboard e inserite un amp op LM 318 a posto del 741C (i collegamenti dei piedini sono gli stessi). Alimentate il breadboard. Che cosa notate circa la forma d'onda di uscita?

Essa non è più trapezoidale, ma è quasi identica al segnale di ingresso, come si vede nella figura seguente. Questo perchè lo slew rate dell'amp op LM 318 è di 70 V/μs, cioè 140 volte più veloce del 741C. Di coseguenza, a 10 kHz, questo tipo di amp op è capace di rispondere al segnale d'ingresso senza distorsione.

ESPERIMENTO N. 5

Scopo

Questo esperimento determina il rapporto di reiezione di modo comune, (CMRR), di un amp op 741C.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Guadagno differenziale: $A_d = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3}$
- Guadagno di modo comune: $A_{CM} = \frac{V_{o(cm)}}{V_{i(cm)}}$
- Rapporto di reiezione di modo comune:

$$\text{CMRR (dB)} = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_{CM}}$$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e regolate la frequenza di ingresso a circa 60-100 Hz. Se avete un piccolo trasformatore con pochi volt d'uscita potete usarlo al posto del generatore di onde sinusoidali.

Passo 2

Misurate con il vostro voltmetro $V_{i\,(cm)}$ e regolate la tensione di ingresso ad almeno 2 V rms (è una misura di tensione in c.a.). Se usate un trasformatore per filamenti di valvole questo valore sarà all'incirca 6 V rms. In ogni caso annotate la tensione di ingresso di modo comune:

$V_{i\,(cm)}$ = ———————————— V rms

Passo 3

Misurate ora la corrispondente tensione di uscita di modo comune $V_{o\,(cm)}$ e annotatela:

$V_{o\,(cm)}$ = ———————————— V rms

Passo 4

Calcolate il guadagno di modo comune A_{CM}, usando la formula riportata alla voce Formule di Progetto e annotate il risultato:

A_{CM} = ————————————

Passo 5

Per questo circuito chiamato *"amplificatore delle differenze"*, il cui funzionamento verrà descritto nel prossimo capitolo, il guadagno differenziale è $A_d = 1000$ (cioè, R_2/R_1) con i componenti indicati. Stabilite ora il rapporto di reiezione di modo comune in dB, usando la formula riportata alla voce Formule di Progetto e annotate il risultato

CMRR = ———————————— dB

Per l'amp op 741C il valore tipico del rapporto di reiezione di modo comune è 90 dB con un minimo di 70 dB. Per correttezza tecnica bisogna specificare che il termine "rapporto di reiezione di modo comune", si riferisce al rapporto A_d/A_{CM}, mentre il termine "reiezione di modo comune" si intende espresso di dB. Di conseguenza, per l'amp op 741C, *il valore tipico del "rapporto di reiezione di modo comune"* è 31.600, mentre la *"reiezione di modo comune"* è di 90 dB:

- Reiezione di modo comune = 20 $\log_{10}$ (rapporto di reiezione di modo comune)

  = 20 $\log_{10}$ (31.600)

  = 90 dB

Dato che l'esatta definizione di questi due termini varia tra i vari costruttori, si assume in questa sede che essi significhino esattamente la stessa cosa, cioè la reiezione a segnali di modo comune espressa di dB. A titolo di confronto, i risultati del mio esperimento erano:

$$V_{i\,(cm)} = 3{,}32 \text{ V rms}$$

$$V_{o\,(cm)} = 0{,}285 \text{ V rms}$$

$$A_{CM} = 0{,}0858$$

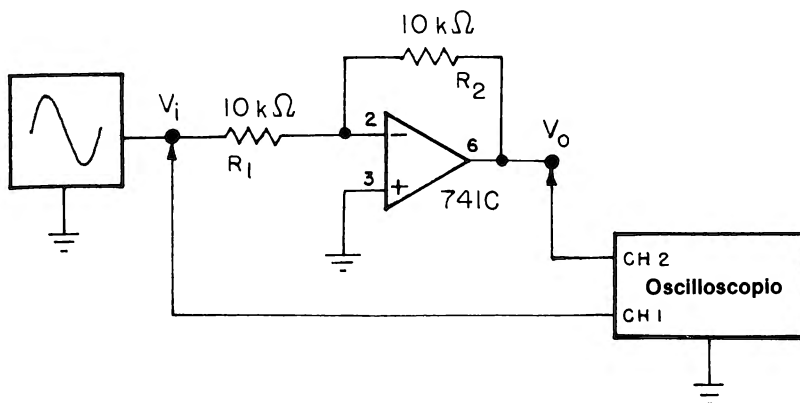
in modo che

$$\begin{aligned} CMRR &= 20 \log_{10} (A_d/A_{CM}) \\ &= 20 \log_{10} (1.000/0{,}0858) \\ &= 20 \log_{10} (11.655) \\ &= 81{,}3 \text{ dB} \end{aligned}$$

ESPERIMENTO N. 6

Scopo

Questo esperimento determina la risposta ad anello chiuso dell'amp op 741C, calcolando il suo prodotto guadagno-larghezza di banda (GBP).

Schema del circuito

Formule di progetto

- Prodotto guadagno-larghezza di banda GBP = (A_v) (BW)

  dove: $A_v = \frac{R_2}{R_1}$

BW = larghezza di banda dell'amp op (il punto ad alta frequenza in cui la tensione di uscita si riduce di un fattore di 0,707)

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 & 2: 0,1 V per divisione
- Base dei tempi: 0,5 μs per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e regolate la tensione

di ingresso in modo che la *tensione di uscita da picco a picco* sia 0,7 V (sette divisioni verticali). Eseguite questa regolazione nel modo più accurato possibile.
Come spiegheremo nel Capitolo 2, questo circuito amp op è un *amplificatore invertente,* e con i componenti indicati, il guadagno in tensione è unitario (1,0). Verificate se pure la tensione di ingresso picco-picco è 0,7 V. Dovrebbe esserlo!

Passo 3

Ora modificate lentamente la frequenza di ingresso fino a quando la tensione di uscita da picco a picco scende a 0,5 V. Può succedere che la tensione di uscita cresca leggermente prima di iniziare a scendere. Misurate la frequenza quando la tensione di uscita è 0,5 V picco-picco e annotate il risultato:

BW = —————— kHz (A_v = 1,0)

Questa è la larghezza di banda dell'amp op quando il guadagno in tensione è unitario. la risposta ad alta frequenza è quindi inferiore di un fattore 0,707 rispetto a quella a bassa frequenza, o a c.c., ovvero è attenuata di 3 dB

Passo 4

Per calcolare il prodotto guadagno-larghezza di banda GBP, moltiplicate la larghezza di banda per il guadagno in tensione, usando i valori del passo 3 e annotate il risultato:

GBP = —————— kHz

Nel mio esperimento la larghezza di banda è risultata di 392 kHz. Di conseguenza, essendo il guadagno in tensione unitario anche il GBP è 392 kHz.

Passo 5

Ora modificate il resistore R_1 a 5 kΩ mettendo un'altro resistore da 10 kΩ in parallelo con il resistore da 10 kΩ. Inoltre cambiate il canale 2 a 0,2 V per divisione e la base dei tempi a 1 μs/divisione. Modificate la frequenza di ingresso fino a quando la tensione di uscita picco-picco è 1,0 V (5 divisioni). Misurate a questo punto la frequenza e annotate il risultato:

BW = —————— kHz (A_v = 2,0)

Il valore ottenuto è inferiore a quello ottenuto al passo 3?

Dovrebbe esserlo!

Passo 6

Calcolate, come nel passo 4, il prodotto guadagno-larghezza di banda per questo circuito, con un guadagno in tensione di 0,2.

GBP = —————— kHz

Confrontate questo valore con quello calcolato nel passo 4.

Con una tolleranza di circa il 5%, i due valori dovrebbero essere uguali! Con il crescere del guadagno in tensione del circuito, decresce la larghezza di banda: il prodotto guadagno-larghezza di banda, tuttavia, dipende da ambedue i valori, sia dal guadagno in tensione che dalla larghezza di banda, e rimane costante! è per questo che il prodotto guadagno-larghezza di banda, limita la risposta massima ad alta frequenza di un circuito amp op per un determinato valore di guadagno di tensione; maggiore è il guadagno di tensione, minore è la larghezza di banda.

Passo 7

Ora cambiate il resistore R_1 a 1 kΩ. Inoltre cambiate il canale 2 ad 1 V per divisione e la base dei tempi a 5 μs per divisione. Modificate la tensione di ingresso fino a quando la tensione di uscita picco-picco è 5 V (5 divisioni verticali). A questo punto misurate la frequenza e annotate il risultato:

BW = —————— kHz ($A_v = 10$)

Passo 8

Calcolate, come prima il prodotto guadagno-larghezza di banda essendo il guadagno in tensione di 10:

GBP = —————— kHz

Con una tolleranza di 5%, non dovreste notare alcuna differenza tra quest'ultimo valore e quelli che avete misurato nei passi 4 e 6?

Dovreste ora essere arrivati alla *conclusione che il prodotto di larghezza di banda del guadango è un valore costante, per la relazione inversa che esiste tra larghezza di banda e guadagno di tensione.* Una volta noto il prodotto guadagno-larghezza di banda per un particolare amp op, conoscete subito anche il massimo guadagno in tensione che si può avere per una certa frequenza di ingresso e vice versa. Il GBP, è, come lo slew rate, una misura della risposta in frequenza di un circuito di un amp op. Se, per esempio, il GBP è 500 kHz, la massima frequenza di ingresso che un dato di amp op può gestire per un guadagno in tensione di 100, è 5 kHz. Tuttavia in pratica si fa in modo che

il guadagno in tensione del circuito sia da 10 a 20 volte inferiore al valore permesso dal GBP ad una particolare frequenza di esercizio. Supponiamo che il prodotto guadagno-larghezza di banda sia 500 kHz e si desideri un circuito amplificatore con un guadagno in tensione di 10. A questo corrisponde, di conseguenza un massimo guadagno in tensione di 100 ÷ 200. Assumiamo, per sicurezza, che il massimo guadagno in tensione di questo amplificatore sia 100. La massima frequenza che ci possiamo aspettare per un funzionamento corretto di questo amplificatore è:

$$BW = \frac{GBP}{A_v}$$

$$= \frac{500\ \text{kHz}}{100}$$

$$= 5\ \text{kHz}$$

In questo particolare esempio, l'amplificatore lavorerà correttamente con un guadagno in tensione di 10 a 5 kHz.

CAPITOLO 2

CIRCUITI LINEARI FONDAMENTALI CON AMPLIFICATORI OPERAZIONALI

INTRODUZIONE

In questo capitolo iniziamo la discussione di alcuni circuiti amp op fondamentali che formano la "pietra angolare" per tutte le applicazioni *lineari*; applicazioni cioè in cui il segnale di uscita è direttamente proporzionale al segnale di ingresso.

OBIETTIVI

Alla fine di questo capitolo sarete in grado di realizzare quanto segue:

- Progettare e valutare il comportamento dei seguenti circuiti amp op:
  - Amplificatore non invertente
  - Amplificatore invertente
  - Voltage Follower (inseguitore di tensione)
  - Amplificatore sommatore
  - Amplificatore delle differenze
- Ridurre al minimo la tensione offset di uscita dovuta alla corrente di polarizzazione in ingresso.
- Riconoscere gli elementi di ingresso e di reazione di circuiti amp op lineari.
- Valutare gli effetti della reazione sulle caratteristiche dei circuiti.

AMPLIFICATORE NON INVERTENTE

Nella fig. 2-1, l'amp op è collegato come un amplificatore *non invertente*. Questo perchè il segnale di ingresso è applicato all'ingresso (+) non invertente, dell'amp op. Il resistore R_1 è chiamato *elemento di ingresso* e il resistore R_2 è chiamato *elemento di reazione*, dato che riporta una parte della tensione di uscita ad uno degli ingressi dell'amp op. Nel caso in esame, una parte dell'uscita è restituita all'ingresso invertente (—). Per questo amplificatore non invertente, la tensione di uscita è data dalla formula:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) V_i \qquad (2\text{-}1)$$

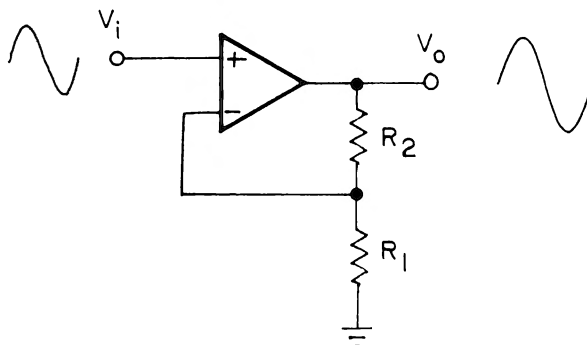



Figura 2-1. Amplificatore non invertente.

Il *guadagno in tensione*, ovvero il rapporto fra tensione di uscita e tensione di ingresso, è:

$$\text{guadagno in tensione} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (2\text{-}2)$$

Di conseguenza, *il guadagno in tensione di un amplificatore non invertente sarà sempre maggiore di uno, qualunque sia il valore di R_1.*

Dato che il segnale di ingresso viene applicato all'ingresso non invertente dell'amp op, la tensione di uscita sarà sempre in fase con l'ingresso. Più semplicemente: quando la tensione di ingresso è positiva, anche la tensione di uscita è positiva. L'unica differenza tra tensione di ingresso e tensione di uscita è che la tensione di uscita sarà $1 + R_2/R_1$ volte maggiore della tensione di ingresso.

Come indicato nel Capitolo 1, il *guadagno ad anello aperto* A_{OL} è una caratteristica intrinseca dell'amp op quando non c'è reazione. Quando invece la reazione è presente si parla di *guadagno ad anello chiuso* A_{CL}, che è semplicemente il guadagno in tensione della configurazione dell'amp op (equazione 2-2), ovvero

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \qquad (2\text{-}3)$$

per l'amplificatore non invertente. Il *guadagno di anello* A_L è il rapporto tra il guadagno ad anello aperto ed il guadagno ad anello chiuso, di modo che per definizione si ha:

$$A_L = \frac{A_{OL}}{A_{CL}}$$

$$= \frac{A_{OL}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \qquad (2\text{-}4)$$

Per tutti gli scopi pratici, l'impedenza di ingresso degli amplificatori non invertenti è la *impedenza di ingresso intrinseca dell'amp op stesso, che è sufficientemente alta per minimizzare il carico sui circuiti di ingresso. D'altra parte, l'impedenza di uscita del circuito della fig. 2-1 viene determinata con la formula:*

$$Z_o = \frac{Z_{oi}}{A_L}$$

$$= Z_{oi} \left(\frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{A_o} \right) \qquad (2\text{-}5)$$

ove Z_{oi} è l'impedenza di uscita intrinseca dell'amp op, ricavabile dal foglio dati del costruttore.

Esempio

Per vedere come i concetti ora discussi vengono in pratica applicati si assuma di usare nel circuito della fig. 2-1 un amp op del tipo 741 con $R_1 = 1\ k\Omega$ e $R_2 = 100\ k\Omega$. Dall'equazione 2-2 il guadagno in tensione, ovvero il guadagno di anello chiuso, risulta essere

$$A_{CL} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

$$= 1 + \frac{100\ k\Omega}{1\ \ k\Omega}$$

$$= 101$$

Dal foglio dati del costruttore risulta che il guadagno ad anello aperto caratteristico dell'amp op 741 è 200.000. Dall'equazione 2-4 il guadagno di anello del circuito risulta allora:

$$A_L = \frac{A_{OL}}{A_{CL}}$$

$$= \frac{200.000}{101}$$

$$\cong 2.000$$

Usando un valore tipico di 74 Ω per l'impedenza di uscita intrinseca dell'amp op 741 (Z_{oi}) l'impedenza di uscita dell'amplificatore non invertente risulta allora:

$$Z_o = \frac{Z_{oi}}{A_L}$$

$$= \frac{75\ \Omega}{2.000}$$

$$= 0{,}04\ \Omega$$

In base a questo esempio dovrebbe essere chiaro che la reazione aumenta il guadagno di anello, che a sua volta riduce l'impedenza di uscita del circuito amplificatore! Possiamo collegare quasi qualsiasi carico all'uscita, basta non superare il valore massimo di corrente portato in uscita dell'amp op. Trattandosi di un valore molto piccolo, normalmente il valore dell'impedenza di uscita di un circuito di amp op può essere trascurato. Nel nostro caso è stato eseguito per mostrare l'effetto della reazione esterna.

AMPLIFICATORE INVERTENTE

Nella fig. 2-2, l'amp op è collegato come amplificatore *invertente.*

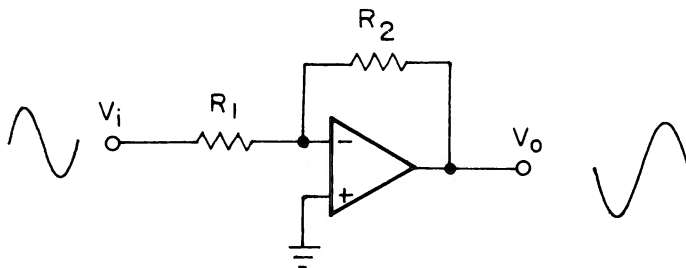



Figura 2-2. Amp op invertente.

Il segnale di ingresso è applicato all'ingresso invertente (—) dell'amp op, attraverso R_1, chiamato *elemento di ingresso.*

Il resistore R_2 è l'*elemento di reazione.*

Per l'amplificatore invertente, la tensione di uscita è data dall'equazione

$$V_o = -\left(\frac{R_2}{R_1}\right) V_i \tag{2-6}$$

Il segno meno (—) nell'equazione di cui sopra significa che quando il segnale di ingresso è positivo, la tensione di uscita è negativa e vice versa. In altre parole, *il segnale di uscita è di polarità opposta rispetto a quella dell'ingresso, vale a dire che l'uscita è sfasata di 180° rispetto all'ingresso.* Il guadagno in tensione, o guadagno ad anello chiuso, è allora:

$$A_{CL} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$= -\frac{R_2}{R_1} \tag{2-7}$$

Di conseguenza, *il guadagno in tensione di un amplificatore invertente può essere minore, uguale o maggiore di 1, in funzione al rapporto tra R_2 e R_1. Il guadagno di anello risulta essere*

$$A_L = \frac{A_{OL}}{A_{CL}}$$

$$= A_{OL}\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \tag{2-8}$$

A differenza dell'amplificatore non invertente, l'impedenza di ingresso del circuito dell'amplificatore invertente corrisponde semplicemente al valore dell'elemento di ingresso R_1, e sarà molto minore rispetto a quella del circuito non invertente. L'impedenza di uscita del circuito, come nella configurazione precedente, è determinata esclusivamente dall'impedenza di uscita intrinseca dell'amp op e dal guadagno di anello del circuito, di modo che

$$Z_o = \frac{Z_{oi}}{A_L}$$

$$= Z_{oi}\left(\frac{R_2}{A_o R_1}\right) \tag{2-9}$$

Nel caso particolare in cui R_1 e R_2 sono uguali, abbiamo un *invertitore a guadagno unitario*, utile quando si voglia soltanto invertire la polarità del segnale di ingresso.

Il guadagno ad anello chiuso di questo amplificatore invertente può essere regolato inserendo differenti resistori di diverso valore come mostrato per esempio nella fig. 2-3.

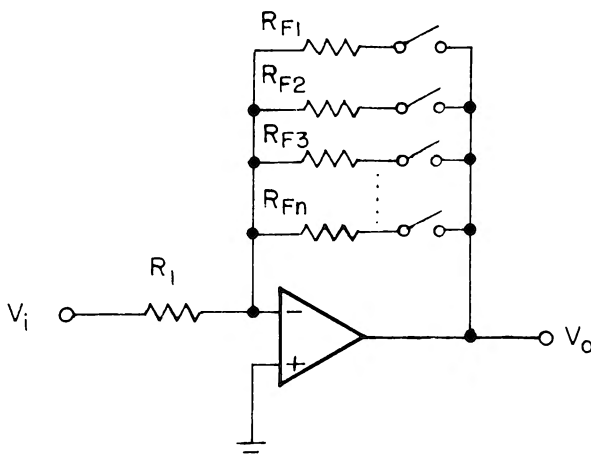



Figura 2-3.

D'altra parte, usando un interruttore analogico, come per esempio un 4016 (CMOS), è possibile controllare in modo digitale il guadagno di tensione dell'amp op, come indicato nella fig. 2-4. L'interruttore CMOS 4016 ha nello stato di conduzione (ON) una resistenza serie di 300 Ω che va sommata alla resistenza di reazione quando si calcola il guadagno in tensione per ciascun anello di reazione. Se la presenza della resistenza ON del 4016 genera qualche problema, al suo posto può essere usato un interruttore CMOS 4066, con una resistenza ON di 80 Ω. L'interruttore analogico può essere controllato da registri shift, contatori, decodificatori ecc.

OFFSET DI USCITA IN C.C.

Nell'amp op ideale, la tensione di uscita è zero quando la tensione di ingresso è zero. Tuttavia tutti gli amplificatori operazionali che si trovano in commercio hanno una piccola tensione di uscita in corrente continua, indicata col termine *tensione di offset in uscita*, anche se l'ingresso è messo a massa. La tensione di offset in uscita in corrente continua è la somma di 3 elementi-causa:

- corrente di offset in ingresso

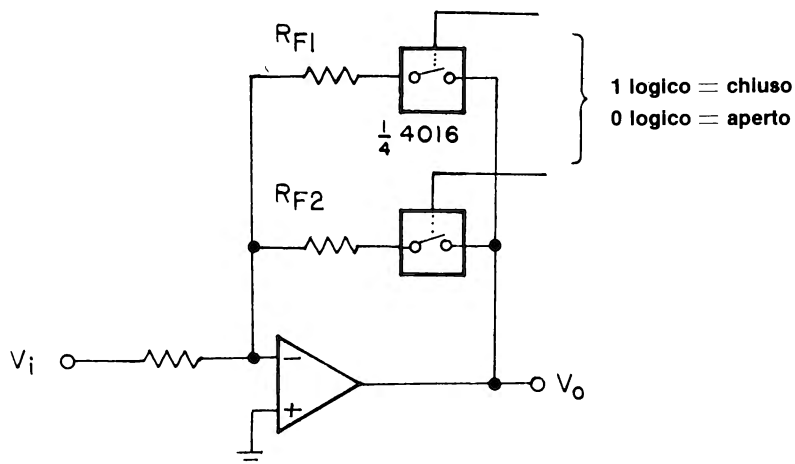



Figura 2-4.

- corrente di polarizzazione all'ingresso
- tensione di offset in ingresso

Come già detto nel Capitolo 1, una corrente di polarizzazione di ingresso deve passare in ambedue gli ingressi dell'amp op per assicurarne il funzionamento corretto.

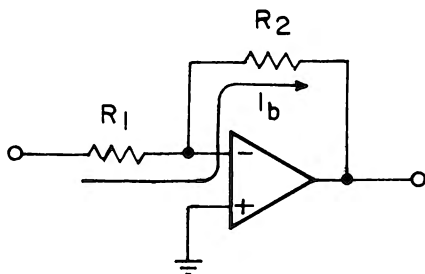



Figura 2-5. Correnti di polarizzazione all'ingresso di un amplificatore invertente.

Dato che l'ingresso non invertente dell'amp op è messo a massa, le cadute di tensione su questi resistori di reazione si presentano agli ingressi come una tensione c.c. che a sua volta viene amplificata dall'amp op. Per il circuito invertente della fig. 2-5, la tensione di uscita (V_{os}) causata dalla corrente di polarizzazione all'ingresso (I_b) vale

$$V_{os} = I_b R_2 \quad (2\text{-}10)$$

Il metodo usato comunemente per correggere l'offset di tensione in uscita dovuto alla corrente di polarizzazione all'ingresso è di inserire un ulteriore resistore R_3 tra l'ingresso non invertente (+) e la massa, come mostrato nella fig. 2-6.

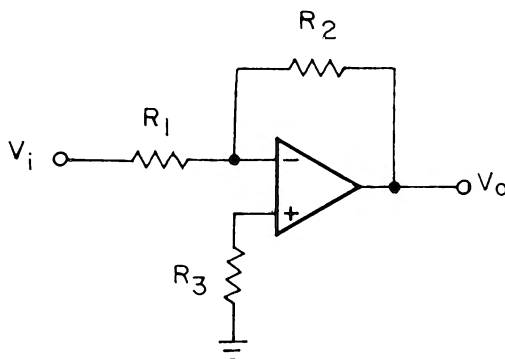



Figura 2-6. Correzione dell'offset di tensione in uscita dovuta alla corrente di polarizzazione all'ingresso.

Il valore di questo ulteriore resistore è uguale al parallelo di R_1 e R_2, ovvero

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (2\text{-}11)$$

in modo che la caduta di tensione ai capi di R_3 è uguale ma opposta alla caduta di tensione ai capi di R_1 ed R_2, disposti in parallelo. Dato che queste due tensioni sono uguali ma opposte di segno la loro somma algebrica è pari a zero.

Tale ragionamento tuttavia assume che le correnti di polarizzazione che passano attraverso i due ingressi siano uguali. Sfortunatamente, in un amp op tipico, *le due*

correnti di polarizzazione non sono esattamente uguali; il valore di I_b riportato nei fogli dati rappresenta semplicemente una *media delle due correnti di polarizzazione di ingresso*.

Dato che tra le due correnti di polarizzazione c'e una differenza, indicata come *offset di corrente in ingresso* I_{os}, esisterà sempre una piccola ma definita tensione di offset in uscita, pari a

$$V_{os} = I_{os} R_2 \quad (2\text{-}12)$$

Un'ulteriore causa di offset all'uscita è data dalle *tensione di offset in ingresso* dell'amp op che risulta da differenze costruttive fra i vari dispositivi costituenti la circuiteria integrata dell'amp op. Come indicato per il circuito invertente di fig. 2-7, la tensione di offset in ingresso V_{oi} può essere rappresentata come un generatore ideale di tensione (per esempio batteria) in serie con l'ingresso non invertente di un amp op ideale.

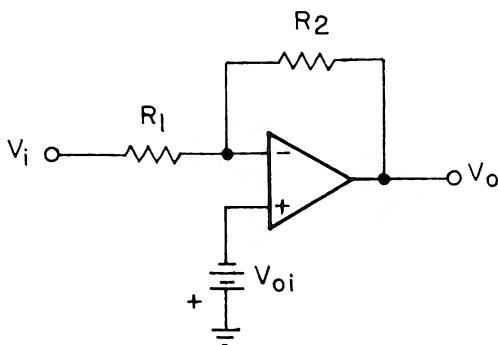



Figura 2-7. Tensione di offset in ingresso.

Per il circuito di cui sopra, la tensione di offset in uscita c.c., come risultato dell'offset di ingresso è calcolata secondo formula:

$$V_{os} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{oi} \quad (2\text{-}13)$$

Esempio:

Usando l'amplificatore invertente mostrato nella fig. 2-8, con R_1 messo a massa (cioé tensione di ingresso zero), vengono dati i seguenti parametri tipici per l'amp op 741 (Signetics Analog Manual):

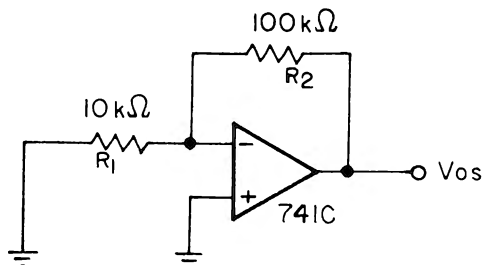



Figura 2-8. Calcolo della tensione di offset in uscita.

$$V_{oi} = 2 \text{ mV}$$

$$I_{os} = 20 \text{ nA}$$

$$I_b = 80 \text{ nA}$$

La tensione di offset in uscita c.c. dovuta alla corrente di polarizzazione all'ingresso, dall'equazione 2-10 risulta essere:

$$V_{os} = I_b R_2$$

$$= (80 \times 10^{-9} \text{ A}) (100 \times 10^3 \, \Omega)$$

$$= 8 \text{ mV}$$

La tensione di offset in uscita, dovuta alla corrente di offset in ingresso, dall'equazione 2-12 risulta essere:

$$V_{os} = I_{os} R_2$$

$$= (20 \times 10^{-9} \text{ A}) (100 \times 10^3 \, \Omega)$$

$$= 2 \text{ mV}$$

Infine la tensione di offset in uscita in c.c., dovuta alla tensione di offset in ingresso, dall'equazione 2-13 risulta essere:

$$V_{os} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{oi}$$

$$= (11)\,(2\ \text{mV})$$

$$= 22\ \text{mV}$$

Senza l'aggiunta di R_3, come mostrato nella figura 2-6, l'offset di uscita in c.c. è semplicemente il contributo dell'offset della corrente di polarizzazione e dell'offset della tensione in un gresso che può variare da 14 mV a 30 mV, a seconda se queste due componenti si sommano o si sottraggono.

Se aggiungiamo un resistore R_3 da 9,1 kΩ in serie con l'ingresso non invertente, come indicato nella figura 2-9, la tensione di offset c.c. è dovuta al contributo della corrente di offset in ingresso e della tensione di offset in ingresso; di conseguenza l'offset di uscita può variare da 20 mV a 24 mV.

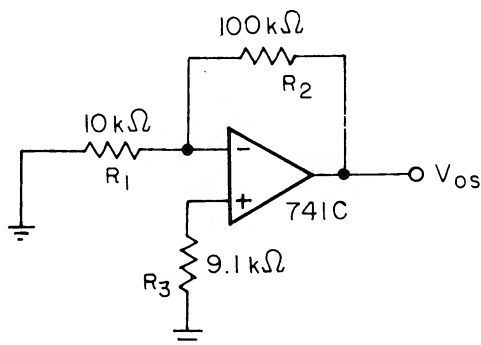



Figura 2-9.

Finora è stato discusso solo il metodo per correggere la tensione di offset in uscita c.c., dovuta alle *correnti di polarizzazione all'ingresso*. Il precedente esempio suggerisce che dovremmo occuparci di minimizzare l'offset dovuto alla tensione di offset in ingresso. Per eliminare tale offset può essere impiegato (*) il circuito invertente di cui alla fig. 2-10.

Per amplificatori non invertenti può essere usato il circuito della fig. 2-11.

---

* Signetic Analog Manual 1976, pag. 61

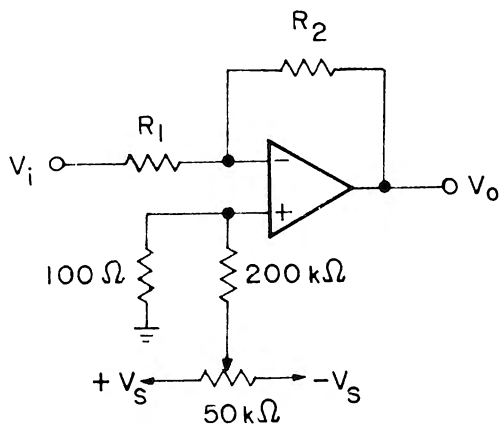



Figura 2-10. Circuito per l'eliminazione della tensione di offset di un amplificatore invertente.

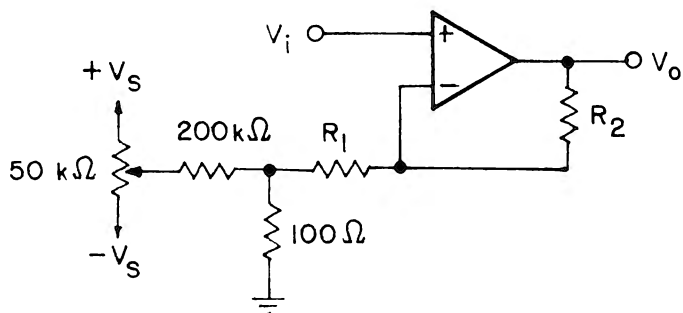



Figura 2-11. Circuito per l'eliminazione della tensione di offset di un amplificatore non invertente.

Molti amplificatori operazionali tuttavia, come il 741, il 747 il 748 ed altri possono eliminare l'offset di uscita c.c. con un singolo potenziometro, secondo la disposizione mostrata nella figura 2-12. Il potenziometro è usato per azzerare la tensione di uscita, quando l'ingresso è messo a massa.

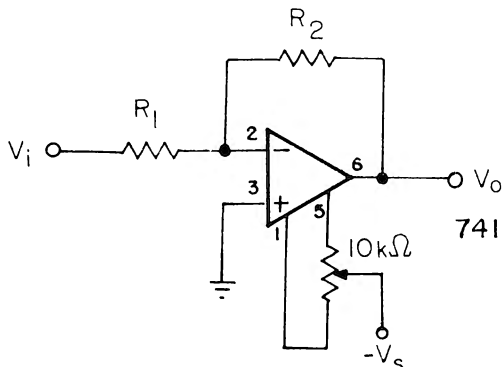



Figura 2-12.

Come regola generale, circuiti per annullare l'offset non sono necessari per i circuiti discussi in questo capitolo. Sono stati riportati nelle pagine precedenti come metodi da usare solo in casi eccezionali. Nel corso del libro dove necessario, saranno date ulteriori precisazioni in merito.

VOLTAGE FOLLOWER

Il *voltage follower (inseguitore di tensione)* altrimenti detto *source follower*, raffigurato in fig. 2-13, è semplicemente un amplificatore non invertente a guadagno unitario. *Non sono presenti resistenze di reazione né sugli ingressi né in reazione.*

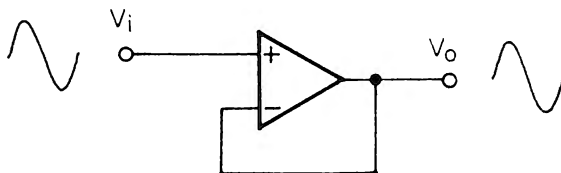



Figura 2-13. Voltage follower.

In questo circuito, *la tensione di uscita riproduce esattamente quella di ingresso.* Ha, come l'amplificatore non invertente, un'altra impedenza di ingresso, uguale per tutti gli scopi pratici all'impedenza di ingresso intrinseca dell'amplificatore operazionale. L'impedenza di uscita per il voltage follower è l'impedenza di uscita intrinseca dell'amp op diviso per il guadagno ad anello aperto dell'amp op.

La funzione del voltage follower è identica a quella svolta da inseguitori catodici, emitter follower e source follower nel caso rispettivamente di tubi a vuoto, transistor bipolari e transistor ad effetto di campo. Serve, più precisamente per disaccoppiare (buffer) un segnale di ingresso dal suo carico, essendo alta la sua impedenza di ingresso e bassa la sua impedenza di uscita.

AMPLIFICATORE SOMMATORE

Si ha un *amplificatore sommatore* quando alcuni resistori sono contemporaneamente collegati all'ingresso invertente dell'amp op, come indicato nella fig. 2-14.

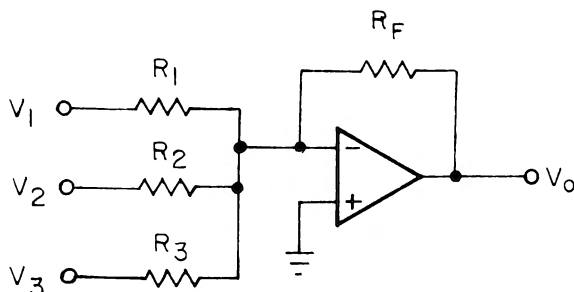



Figura 2-14. L'amplificatore sommatore.

In questo circuito, le varie tensioni di ingresso si sommano e la tensione di uscita vale:

$$V_O = - \left(\frac{R_F}{R_1} V_1 + \frac{R_F}{R_2} V_2 + \frac{R_F}{R_3} V_3 \right)$$

$$= - R_F \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right) \quad (2\text{-}14)$$

espressione simile all'equazione 2-6, salvo che in questo caso abbiamo più ingressi. Se la resistenza di reazione R_F e le resistenze di ingresso R_1, R_2 e R_3 sono uguali tra loro, la tensione di uscita sarà:

$$V_O = -(V_1 + V_2 + V_3) \tag{2-15}$$

D'altra parte si può ottenere un guadagno se il valore della resistenza di reazione è maggiore dei tre resistori di ingresso tra loro uguali. L'impedenza di ingresso per ciascun ingresso è semplicemente il valore del corrispondente resistore di ingresso.

Una variante utile di questo circuito è un *circuito mediatore (averager)*. Selezionando in modo adatto il rapporto tra resistenza di reazione e le resistenze di ugual valore di ingresso è possibile ottenere il valore medio delle tensioni di ingresso. Prendiamo per esempio il circuito della fig. 2-14; la media dei tre ingressi deve essere:

$$(V_O)_{media} = \frac{V_1 + V_2 + V_3}{3}$$

Se poniamo $R_1 = R_2 = R_3 = R_F/3$, ottiene in uscita un segnale pari alla media di questi tre segnali di ingresso.

Esempio:

Progettare un circuito che effettui la media di due tensione di ingresso.

Abbiamo lo stesso circuito della figura 2-14 con la differenza che ci sono presenti soltanto due ingressi. Per ottenere la media di questi due ingressi, dobbiamo fare il resistore di reazione R_F *metà* del valore dei due resistori di pari valore posti in ingresso R_1 e R_2. Se R_1 e R_2 sono ambedue di 20 kΩ, allora R_F deve essere 10 kΩ. Usando l'equazione 2-14,

$$V_O = -R_F\left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2}\right)$$

$$= -(10\ k\Omega)\left(\frac{V_1}{20\ k\Omega} + \frac{V_2}{20\ k\Omega}\right)$$

$$= -\left(\frac{V_1 + V_2}{2}\right)$$

Di nuovo, il segno (−) indica che il segnale d'uscita sarà di polarità opposta rispetto alla media dei due segnali in ingresso.

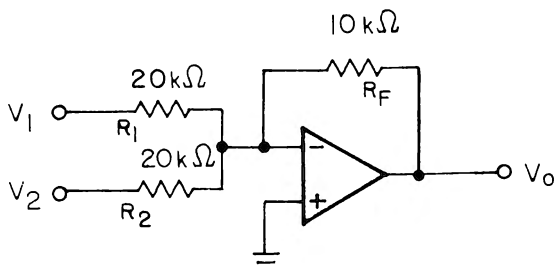



Figura 2-15.

Per applicazioni critiche, la tensione di offset in uscita c.c. dovuta alle correnti di polarizzazione all'ingresso può essere minimizzata per il circuito dell'amplificatore sommatore della fig. 2-15. Come per il circuito invertente ad unsolo ingresso (fig. 2-6) si inserisce, tra l'ingresso non invertente dell'amp op e la massa, un resistore di valore uguale al parallelo dei resistori di ingresso e di reazione, come indicato nella fig. 2-16.

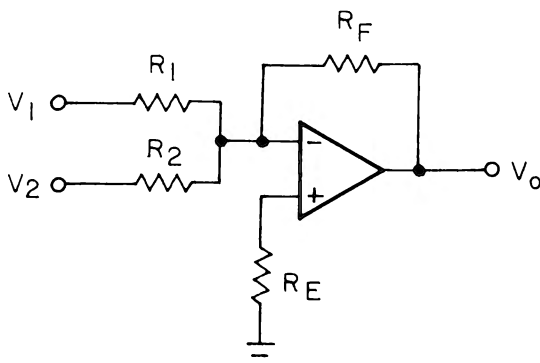



Figura 2-16.

Il valore del resistore R_E per questo circuito deve essere

$$R_E = \frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_F}} \tag{2-16}$$

Usando i valori dell'esempio precedente, il valore di R_E risulta essere:

$$\begin{aligned} R_E &= \frac{1}{\frac{1}{20\ k\Omega} + \frac{1}{20\ k\Omega} + \frac{1}{10\ k\Omega}} \\ &= \frac{1}{20 \times 10^{-4}} \\ &= 5\ k\Omega \end{aligned}$$

Tuttavia, per una buona parte di applicazioni questo resistore può essere omesso.

AMPLIFICATORE DELLE DIFFERENZE

Come si vede in fig. 2-17, l'amplificatore delle differenze ha tensioni di ingresso

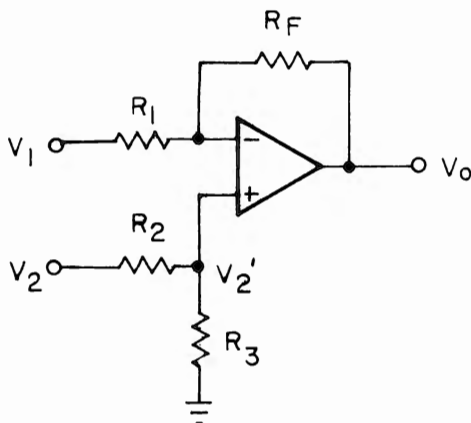



Figura 2-17. L'amplificatore delle differenze.

applicate ad entrambi gli ingressi, invertente e non invertente, dell'amp op. Anche se questo tipo di circuito può sembrare complesso, il suo esame è molto semplice, tenendo presente quanto è già stato appreso in questo capitolo. Assumiamo inizialmente che il punto V'_2 sia cortocircuitato a massa e che V_2 sia quindi zero. Otteniamo così una configurazione identica a quella della fig. 2-2, cioé un semplice amplificatore invertente. La tensione di uscita è quindi:

$$V_o = -\left(\frac{R_F}{R_1}\right) V_1 \qquad (2\text{-}17)$$

Successivamente, togliamo il corto circuito a V'_2 e cortocircuitiamo a massa il segnale di ingresso V_1. Otteniamo sostanzialmente un amplificatore non invertente. La tensione all'ingresso non invertente, vista dall'amp op, V'_2, è legata alla tensione di ingresso V_2 dalla relazione di partizione

$$V_2' = \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_2 \qquad (2\text{-}18)$$

La tensione d'uscita in questa configurazione non invertente è quindi:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) V_2'$$

$$= \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_2 \qquad (2\text{-}19)$$

Combinando le equazioni 2-17 e 2-19, la tensione di uscita dell'amplificatore delle differenze, in funzione delle tensioni di ingresso V_1 e V_2, vale:

$$V_o = -\left(\frac{R_F}{R_1}\right) V_1 + \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right) \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3}\right) V_2 \qquad (2\text{-}20)$$

Il primo termine a destra è la parte d'uscita dovuta alla configurazione *invertente*, mentre il secondo è quella dovuta alla configurazione *non invertente*.

Quando il circuito della fig. 2-17 è usato come amplificatore delle differenze, il guadagno di tensione (G) è determinato da tutte e quattro i resistori, ovvero:

$$R_F = GR_1 \qquad (2\text{-}21)$$

$$R_3 = GR_1 \qquad (2\text{-}22)$$

$$R_2 = R_1 \tag{2-23}$$

Quando i quattro resistori sono tutti uguali, l'equazione 2-20 si riduce a

$$V_o = V_2 - V_1 \tag{2-24}$$

cosicché la tensione di uscita è pari alla differenza tra V_2 e V_1. Tale circuito è chiamato *unità analogica di sottrazione a guadagno unitario.*

Esempio:

Progettare un amplificatore delle differenze con guadagno di tensione 10, usando il circuito di fig. 2-17.

Dalle equazioni 2-21, 2-22, 2-23, ponendo $R_1 = 10\ k\Omega$, ricaviamo

$$R_F = 100\ k\Omega$$

$$R_3 = 100\ k\Omega$$

$$R_2 = 10\ k\Omega$$

cosicché il circuito completo diventa quello rappresentato in fig. 2-18.

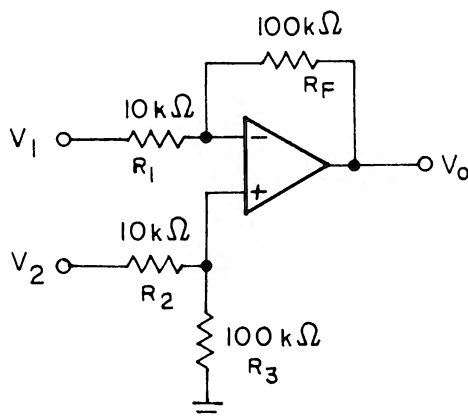



Figura 2.18.

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

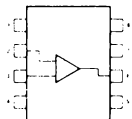
Gli esperimenti che seguono sono concepiti per introdurre alla progettazione e all'operazione di circuiti lineari fondamentali realizzati con amp op circuiti cioé il cui segnale di uscita è direttamente proporzionale a quello di ingresso. Essi possono essere così riassunti:

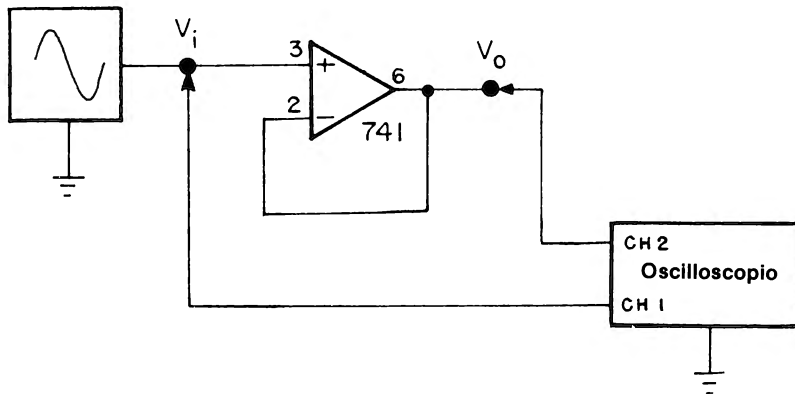
Esperimento N.	Scopo
1	Progettazione e funzionamento di un voltage follower.
2	Progettazione e funzionamento di un amplificatore non invertente.
3	Progettazione e funzionamento di un amplificatore invertente.
4	Progettazione e funzionamento di un amplificatore sommatore a due ingressi.
5	Progettazione e funzionamento di un amplificatore delle differenze.

ESPERIMENTO N.1

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un voltage follower, usando un amp op tipo 741.

Configurazione del pin dell'amp op 741

1. Offset zero
2. Ingresso invertente
3. Ingresso non invertente
4. V
5. Offset zero
6. Uscita
7. V^+
8. NC (NON CONNESSO)

Schema del circuito

Formule di progetto

- Guadagno in tensione $= \frac{V_o}{V_i} = 1$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento: c.c.

Passo 2

Confrontate dapprima il circuito da voi cablato con quello dello schema per essere sicuri che la vostra realizzäzione sia corretta. Non dimenticate i collegamenti di alimentazione V− e V+ che sono solitamente tralasciati negli schemi. Il piedino 7 va a V+ e il piedino 4 a V−. Alimentate il breadboard e osservate le tracce di ingresso e di uscita sullo schermo dell'oscilloscopio.

NOTA: Dato che ci interesseranno ambedue i segnali, sia di ingresso che di uscita, adotteremo la consuetudine che il segnale di ingresso corrisponde al canale 1 ed il segnale di uscita al canale 2. Se si osservano contemporaneamente ambedue i segnali su un oscilloscopio a doppia traccia, *posizionate la traccia del segnale di ingresso in modo tale che sia al di sopra di quella del segnale di uscita.*

Passo 3

Regolate l'uscita del generatore in modo tale da avere una tensione picco-picco di 1,5 V (3 divisioni verticali); la frequenza del generatore invece dovrà essere regolata in modo tale che sullo schermo dell'oscilloscopio ci siano almeno 4 periodi completi (almeno 400 Hz). C'è differenza tra i segnali di ingresso e di uscita?

In effetti non deve esserci *nessuna differenza* tra i due segnali, dato che sono in fase. Anche la tensione di uscita vale 1,5 V picco-picco. Di conseguenza, il guadagno in tensione di questo voltage follower è sempre 1,0.

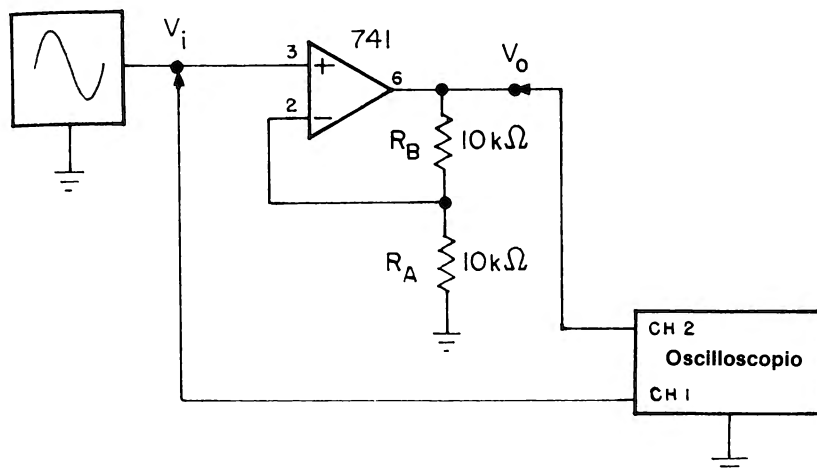
Passo 4

Verificate se il guadagno in tensione di un voltage follower è sempre unitario, modificando in modo casuale la tensione di ingresso e misurando la corrispondente tensione di uscita.

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento dimostra il modo di operare di un amplificatore non invertente, usando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$\text{- Guadagno in tensione} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$= 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

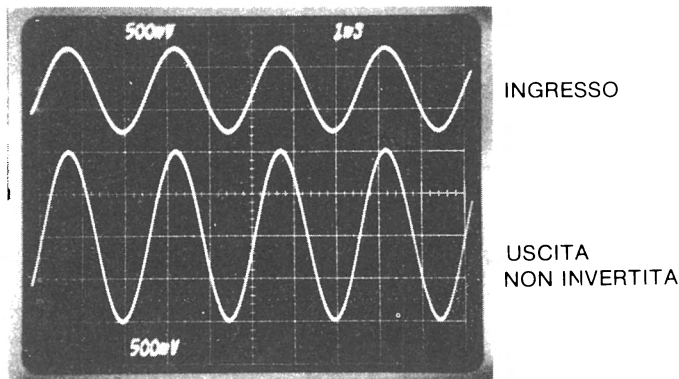
Passo 1

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Acoppiamento c.a.

Passo 2

Alimentate il breadboard e regolate la tensione di uscita del generatore ad 1 V da picco a picco e la frequenza a 400 Hz (4 periodi completi). Che differenza notate confrontando sullo schermo dell'oscilloscopio i due segnali, essendo il segnale di ingresso all'amplificatore posto al di sopra del segnale di uscita?

La sola differenza è che il segnale di uscita è *più grande* del segnale di ingresso, come si vede in figura.

I due segnali sono in fase, dato che il segnale di uscita è positivo esattamente quando lo è quello d'ingresso.

Passo 3

Quanto è la tensione di uscita da picco a picco?

Dovreste misurare circa 2 V. Potete quindi ottenere il guadagno in tensione; quanto è?

Esso risulta uguale a 2,0. Confrontate il risultato con il valore che si ottiene dall'equazione riportata nelle Formule di Progetto.

Dall'equazione

$$\text{guadagno in tensione} = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$

$$= 1 + \frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega}$$

$$= 2{,}0$$

Passo 4

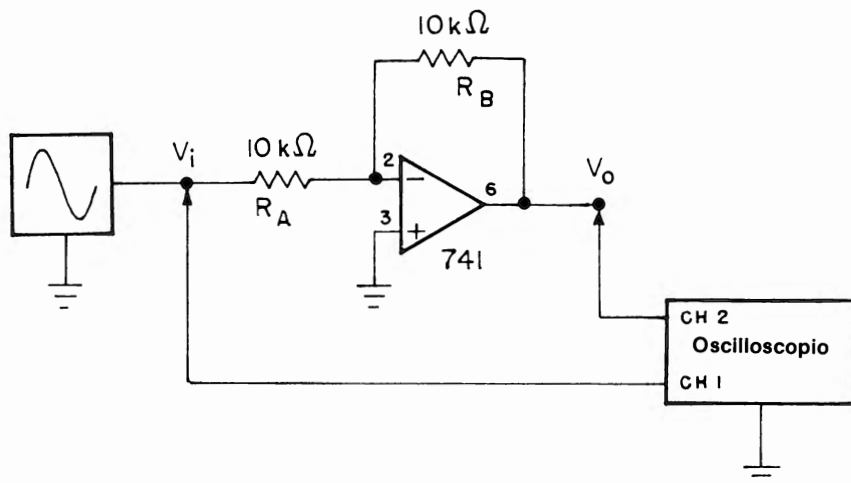
Mantenete il livello di ingresso costante ad 1 V (picco-picco), modificate il resistore R_B e completate la tabella. Confrontate i risultati sperimentali con quelli ottenuti dall'equazione delle Formule di Progetto.

R_B	V_o picco-picco misurato	Guadagno in tensione
27 kΩ		
39 kΩ		
47 kΩ		
82 kΩ		

ESPERIMENTO N. 3

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un amplificatore invertente, usando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Guadagno in tensione $= \frac{V_o}{V_i}$

$$= -\frac{R_B}{R_A}$$

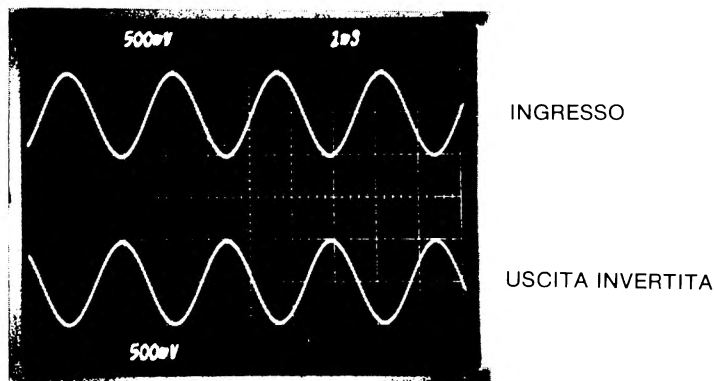
Passo 1

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Alimentate il breadboard e regolate la tensione di uscita del generatore a 1 V da picco a picco e la frequenza in modo tale da avere 5 periodi sulle 10 divisioni orizzontali (500 Hz). Confrontate ora i due segnali, posizionando sullo schermo dell'oscilloscopio il segnale di ingresso al di sopra del segnale di uscita. Cosa notate?

Come evidenziato nella figura, il segnale di uscita è di segno opposto o invertito rispetto al segnale di ingresso. L'uscita si dice invertita, oppure sfasata di 180° rispetto all'ingresso, dato che il picco positivo del segnale di uscita coincide con il picco negativo dell'ingresso.

Passo 3

Quanto è la tensione di uscita da picco a picco?

La tensione di uscita picco-picco dovrebbe essere 1 V, cioé uguale a quella d'ingresso. Di conseguenza, il guadagno in tensione vale −1,0; il segno meno indica che l'uscita è invertita rispetto all'ingresso. Anche dall'equazione risulta infatti:

$$\text{guadagno in tensione} = -\frac{R_B}{R_A}$$

$$= -\frac{10\ \text{k}\Omega}{10\ \text{k}\Omega}$$

$$= -1{,}0$$

Passo 4

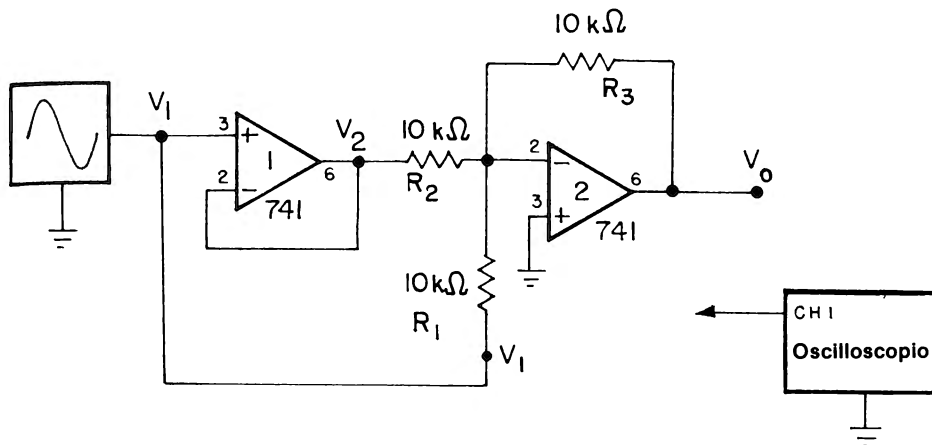
Mantenendo costante il livello di ingresso ad 1 V picco-picco, cambiate il resistore R_B e completate la seguente tabella. I vostri risultati sperimentali dovrebbero confermare l'equazione delle Formule di Progetto.

R_B	V_o da picco a picco misurata	Guadagno in tensione
27 kΩ		
39 kΩ		
47 kΩ		
82 kΩ		

ESPERIMENTO N. 4

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un amplificatore sommatore a due ingressi utilizzando un 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$V_o = - R_3 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

Passo 1

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 1 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Alimentate il breadboard; regolate la tensione di uscita da picco a picco del generatore di funzione (V_1) a 1 V e la frequenza in modo tale da avere 3 periodi completi sullo

schermo dell'oscilloscopio (300 Hz).

Passo 3

Misurate la tensione di uscita all'uscita del primo amp op (V_2). Quanto è?

Dovreste aver misurato una tensione picco-picco di 1 V, dato che questa parte di circuito è solamente un voltage follower, il cui funzionamento è già stato descritto nell'esperimento 1.

Passo 4

Misurate la tensione all'uscita del secondo amp op. Quanto è?

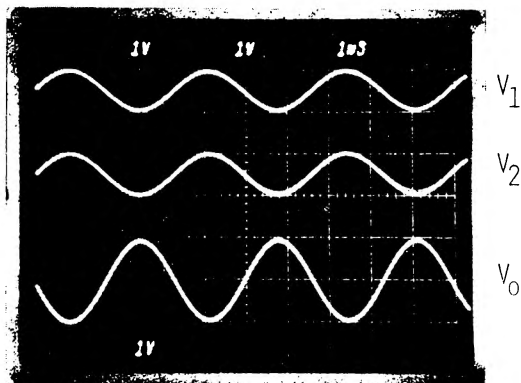
Dovreste aver misurato una tensione da picco a picco di circa 2,0 V. Perché?

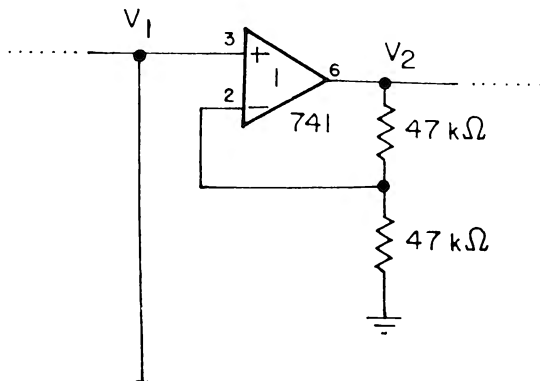
Questo secondo amplificatore è *l'amplificatore sommatore*, che somma le due tensioni di ingresso V_1 (1 V) e V_2 (pure 1 V). Si può verificare il risultato utilizzando l'equazione riportata sotto le Formule di Progetto:

$$V_o = -R_3 \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} \right)$$

$$= - \left(\frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega} (1\ V) + \frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega} (1\ V) \right)$$

$$= -2\ V$$

Si ha il segno meno perché stiamo usando l'amplificatore operazionale come amplificatore invertente, sicché l'uscita risulta invertita rispetto alla somma dei due ingressi, tra loro in fase. Se riuscissimo ad osservare contemporaneamente V_1, V_2 e V_o sullo schermo dell'oscilloscopio, le tre tracce sarebbero le seguenti:

Passo 5

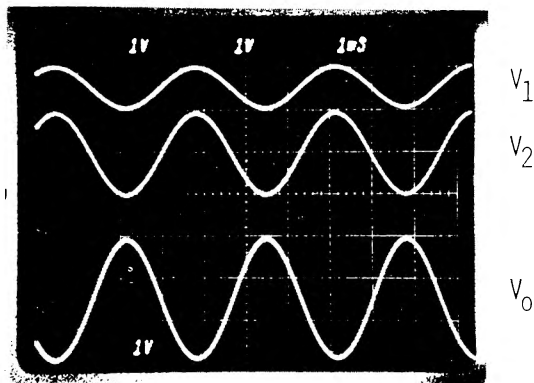
Finora abbiamo considerato il caso semplice di sommare due tensioni uguali. Per mostrare che l'equazione del passo 4 e il modo di operare dell'amplificatore sommatore sono sempre validi anche per tensioni di ingresso diverse, togliete l'alimentazione al breadboard e *ricablate solo il primo amp op come amplificatore non invertente,* come rappresentato nella figura seguente. Il secondo amp op rimane collegato come nei passi precedenti.

Passo 6

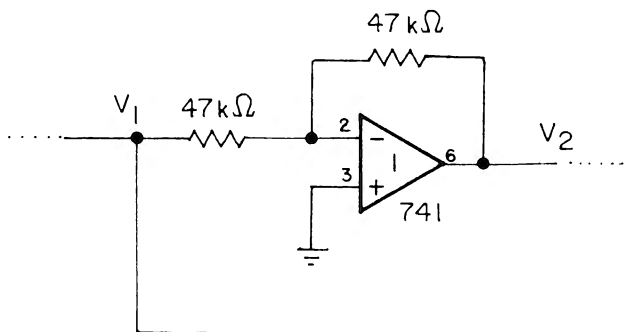
Alimentate nuovamente il breadboard. Misurate V_2 (cioé la tensione di uscita del nuovo circuito per il primo amp op. Quale valore vi aspettate?

Dovreste aver misurato circa 2 V, dato che il guadagno in tensione di questo amplificatore non invertente è pari a 2,0.

Passo 7

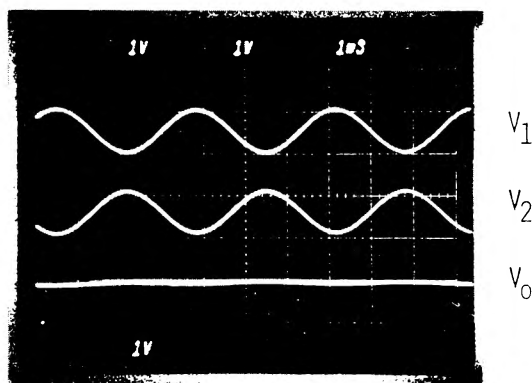
Misurate ora V_o (la tensione di uscita del secondo amp op). Quanto è?

La tensione da picco a picco dovrebbe essere approssimativamente di 3 V. Se riuscissimo nuovamente ad osservare contemporaneamente V_1, V_2 e V_o, le tre tracce si presenterebbero così:

Passo 8

Tigliete l'alimentazione e ricablate il primo amp op come un amplificatore invertente con guadagno unitario, come rappresentato nello schema seguente.

Passo 9

Alimentate il breadboard e misurate V_o. Cosa ottenete?

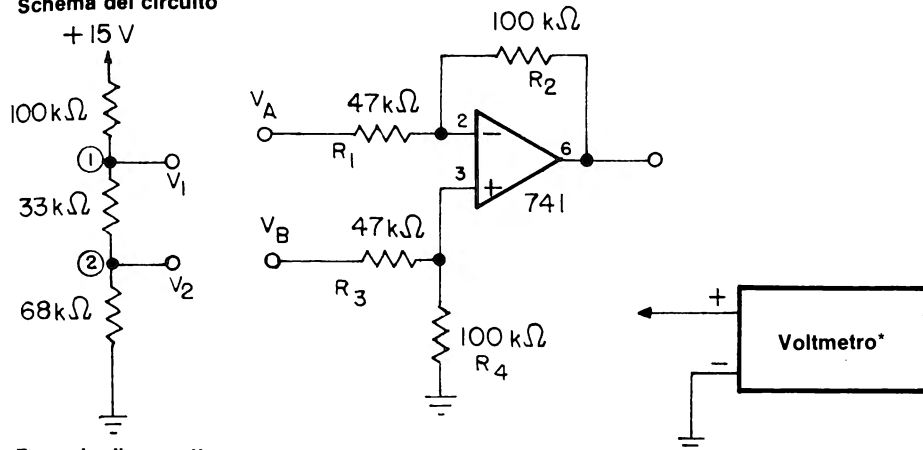
Dovreste aver misurato una tensione di uscita nulla! Perché?

Probabilmente pensavate che la tensione di uscita (V_o) fosse 2 V, dato che V_1 e V_2 valgono entrambe 1 V. Vi è stato fatto un piccolo scherzo. Nel passo 8 abbiamo usato *un amplificatore invertente a guadagno unitario*, sicché la tensione di uscita (V_2) era invertita rispetto al suo ingresso, V_1. Questi due valori, uguali, ma sfasati, se sommati, si annullano reciprocamente e ne risulta una tensione totale di uscita uguale a zero. Quanto detto può essere reso più chiaro osservando contemporaneamente V_1, V_2 e V_o:

Quando V_1 è positiva, V_2 è negativa con lo stesso valore, e quando vengono sommati, il risultato è nullo. Analogo comportamento si ha quando V_1 è negativa. Nei passi da 1 a 7, le due tensioni di ingresso erano viceversa sempre in fase.

ESPERIMENTO N. 5

Scopo

Questo esperimento realizza il progetto e mostra il modo di operare di un amp op delle differenze, usando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(V_B - V_A)$$

ove: $R_1 = R_3$

$R_2 = R_4$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema e alimentate il breadboard.

Passo 2

Collegate per prima cosa il resistore dell'ingresso *non invertente* (R_3) al punto 1 e il resistore di quello invertente (R_1) al punto 2 del partitore resistivo.

* Usando un voltmetro (VOM) si introdurrebbe un errore di carico e quindi si suggerisce di usare un VTVM oppure un DVM con impedenza di ingresso elevata (10 MΩ o più).

Passo 3

Misurate con il vostro voltmetro le tensioni di ingresso c.c. V_1 (V_B) e V_2 (V_A), e annotate i risultati:

$V_1 = V_B$ ________________ V

$V_2 = V_A$ ________________ V

Fate quindi la differenza $V_B - V_A$ e annotate il risultato:

$V_B - V_A$ ________________ V

Passo 4

Ora misurate con il voltmetro la tensione di uscita V_o e annotate il risultato:

$V_o =$ ________________ V

Passo 5

Utilizzando l'equazione riportata nelle Formule di Progetto, confrontate la tensione di uscita calcolata con la tensione di uscita misurata al passo 4. Dovrebbero essere quasi uguali.

Dall'equazione riportata nelle Formule di Progetto, il *guadagno differenziale* A_d è 2,128 (cioé R_2/R_1); la tensione di uscita è 2,128 volte il valore $V_B - V_A$. Dato che V_B è maggiore di V_A, l'uscita è positiva.

Passo 6

Invertite ora i collegamenti di ingresso in modo che R_1 sia collegato al punto 1 e R_3 al punto 2. Ripetete i passi 3 e 4 e annotate i risultati:

$V_1 = V_A =$ ________________ V

$V_2 = V_B =$ ________________ V

$V_B - V_A =$ ________________ V

$V_o =$ ________________ V

Dato che V_B ora è minore di V_A, la tensione di uscita dovrebbe essere negativa. Per il resto, il valore assoluto della tensione di uscita per ambedue i collegamenti dovrebbe essere approssimativamente la stessa. Si possono stabilire le seguenti regole per il modo di operare di questo amplificatore delle differenze:

1. *Quando V_B è maggiore di V_A, la tensione di uscita è positiva.*
2. *Quando V_B è minore di V_A, la tensione di uscita è negativa.*

Passo 7

Togliete l'alimentazione al breadboard e modificate i resistori R_1 e R_2 portandoli a 33 kΩ. Il guadagno differenziale ora è 3,3. Ripetete l'esperimento per questo guadagno.

CAPITOLO 3

IL DERIVATORE E L'INTEGRATORE

INTRODUZIONE

In questo capitolo vengono presentati altri due circuiti fondamentali con amp op, il derivatore e l'integratore, che realizzano due funzioni tra loro matematicamente opposte.

OBIETTIVI

A completamento di questo capitolo sarete in grado di fare quanto segue:

- Progettare e prevedere il comportamento di un:

  a) amp op derivatore

  b) amp op integratore

- Riconoscere i limiti di questi circuiti.

DERIVATORE

Come evidenziato nel circuito della fig. 3-1, l'amp op derivatore fondamentale (da non confondere con l'amplificatore delle differenze) è simile all'amplificatore invertente fondamentale con l'eccezione che l'elemento di ingresso è un condensatore. Per questo

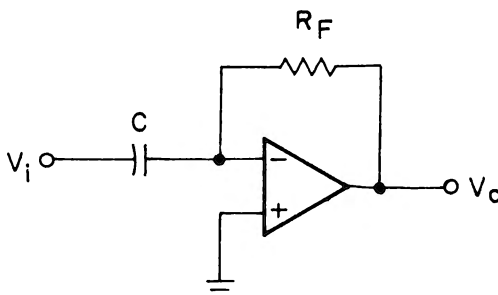



Figura 3-1. L'amp op derivatore fondamentale.

circuito, la tensione di uscita è data da:

$$V_o = -R_F C \frac{\Delta V_i}{\Delta t} \qquad (3\text{-}1)$$

ove il valore $\Delta V_i/\Delta t$ è la variazione della tensione di ingresso per uno specifico intervallo di tempo (derivata da V rispetto a t). Questa grandezza può essere vista, ed è quindi pure indicata, come *pendenza della curva* che rappresenta V_i in funzione del tempo t.
L'equazione 3-1 può essere riscritta come segue:

$$V_o = -R_F C \frac{dV_i}{dt} \qquad (3\text{-}2)$$

Un primo problema proprio di questo circuito è dato dal fatto che la reattanza del condensatore (cioé $1/2\ \pi C$) varia con l'inverso della frequenza. Di conseguenza la tensione di uscita del derivatore aumenta con la frequenza, rendendo il circuito molto sensibile a disturbi di frequenza. Un circuito derivatore più reale è rappresentato nella fig. 3-2 con un resistore messo in serie al condensatore di ingresso per ridurre il guadagno ad alta frequenza al valore R_F/R_S. La tensione di uscita in funzione del tempo è sempre data dall'equazione 3-2. Il circuito tuttavia opera come

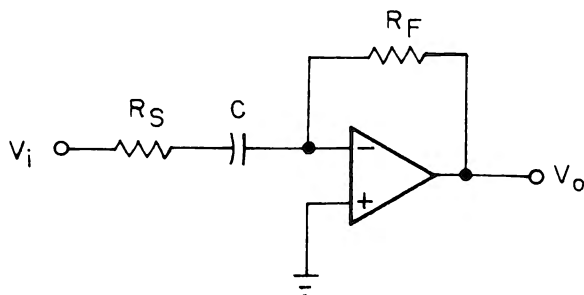



Figura 3-2. Derivatore con limitato guadagno ad alta frequenza.

derivatore soltanto per frequenze di ingresso inferiori a

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_S C} \qquad (3\text{-}3)$$

Per frequenze di ingresso superiori a quelle date dall'equazione 3-3, il circuito si comporta come un amplificatore invertente con un guadagno in tensione pari a:

$$\frac{V_O}{V_I} = -\frac{R_F}{R_S} \tag{3-4}$$

Nell'equazione 3-2, il prodotto R_FC, chiamato *costante del tempo,* dovrebbe essere approssimativamente uguale al periodo del segnale di ingresso da derivare. In pratica, R_S ha in genere un valore di 50-100 Ω.

Esempio:

Progettate un circuito che derivi un segnale di ingresso a 500 Hz, il guadagno ad alta frequenza del circuito essendo limitato a 10.

Dato che il periodo del segnale di ingresso è di 1/500 Hz, cioé 2 ms:

$$0{,}002 \text{ s} = R_FC$$

Scegliendo C = µ1 F, R_F deve essere 2 kΩ. Dato che il guadagno ad alta frequenza è limitato a 10, R_S secondo l'equazione 3-4 deve essere 200 Ω, e ne risulta il circuito di cui a fig. 3-3.

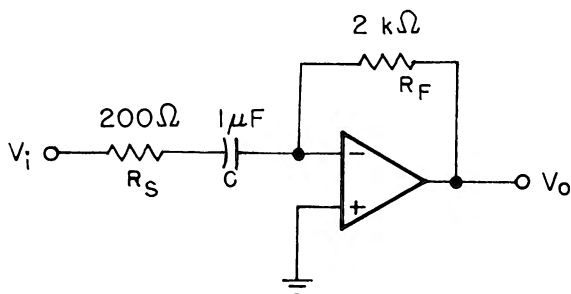



Figura 3-3.

Noto il segnale d'ingresso, come sarà il segnale di uscita? Per un'onda sinusoidale,

$$V_i = V_m \sin(\omega t) \qquad (3\text{-}5)$$

ove: V_m = tensione di picco dell'onda sinusoidale

ω = frequenza di ingresso, radianti/s $= 2\pi f$

La tensione di uscita in funzione del tempo vale quindi

$$V_o = -R_F C \frac{d}{dt}\{V_m \sin(\omega t)\}$$

$$= -\omega R_F C\, V_m \cos(\omega t) \qquad (3\text{-}6)$$

L'uscita risulta quindi essere *un'onda cosinusoidale*, vale a dire un'onda sinusoidale sfasata di 90°, cioé di un quarto di periodo come mostrato in fig. 3-4.

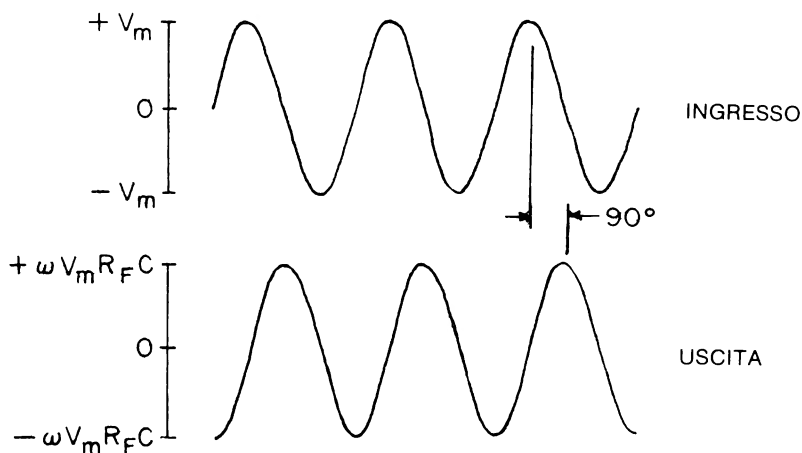



Figura 3-4.

Dall'equazione 3-6 e dalla fig. 3-4, la tensione di picco di uscita risulta essere:

$$(V_0)_{picco} = \omega R_F C\, V_m \qquad (3\text{-}7)$$

L'uscita, oltre ad essere sfasata di 90° (rispetto a un ingresso sinusoidale) è anche invertita, dato che il segnale di ingresso è applicato all'ingresso invertente dell'amp op.

Esempio:

Quale sarà la tensione di uscita di picco per il circuito della fig. 3-2, con $R_F = 200\ k\Omega$, $C = 0{,}01\ \mu F$, se si ha un segnale di ingresso sinusoidale di 200 Hz di 1 volt di picco?

Usando l'equazione 3-7, la tensione di picco di uscita è:

$$(V_o)\ picco = \omega R_F C V_m$$

$$= (6{,}28)\ (200\ Hz)\ (200\ k\Omega)\ (0{,}01\ \mu F)\ (1\ V)$$

$$= 2{,}51\ V$$

Per il segnale di ingresso a onda triangolare di cui a fig. 3-5, la frequenza

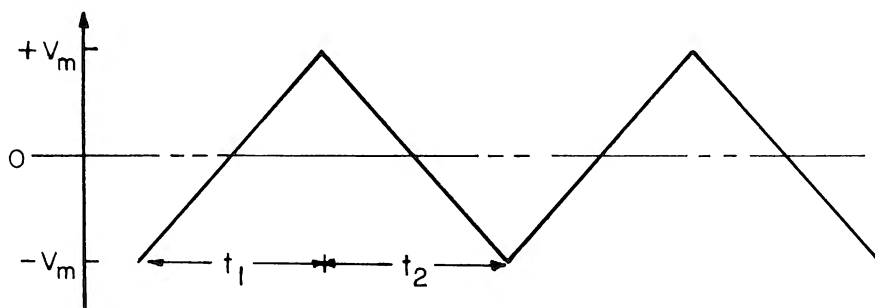



Figura 3-5. Segnale di ingresso a onda triangolare.

di ingresso può essere espressa dalla relazione:

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} \tag{3-8}$$

Durante il tempo, l'equazione per il segnale di ingresso, sotto forma di linea retta è descritta da

$$(V_i)_{t1} = - V_m + 2 \frac{V_m}{t_1} t \tag{3-9}$$

e per il tempo t_2

$$(V_i)_{t2} = V_m - 2 \frac{V_m}{t_2} t \tag{3-10}$$

Trasformando le equazioni 3-9 e 3-10 in 3-2, per il circuito derivatore le tensioni di uscita per i due periodi di tempo sono pari a:

$$(V_o)_{t1} = - R_F C \frac{d}{dt} \left(- V_m + 2 \frac{V_m}{t_1} t \right)$$

$$= - R_F C \,(2V_m/t_1) \tag{3-11}$$

e

$$(V_o)_{t_2} = R_F C \,(2V_m/t_2) \tag{3-12}$$

L'onda di uscita sarà allora un'onda quadra con una tensione di picco uguale a

$$(V_o)_{picco} = \pm R_F C \,(2\, V_m/t_{1,2}) \tag{3-13}$$

La tensione di uscita di picco sarà negativa durante il tempo t_1 e positiva durante t_2, come mostrato nella fig. 3-6.

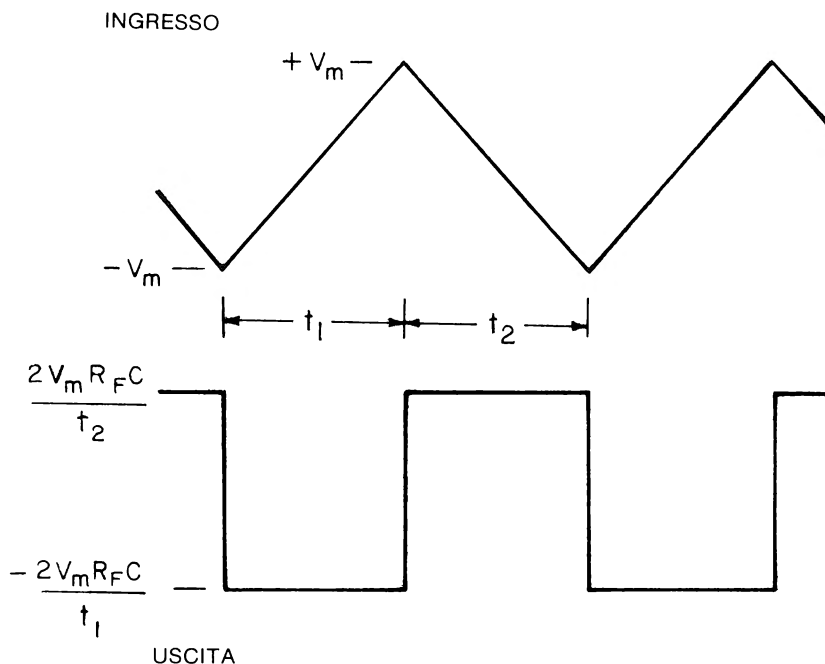



Figura 3-6.

Esempio:

Dato il circuito derivatore della fig. 3-2, con $R_F = 200$ kΩ e $C = 0{,}01$ μF, quale sarà la tensione di uscita di picco per un ingresso a onda triangolare di 100 Hz e tensioni di picco di 1 V (cioé 2 V picco-picco) assumendo simmetrica l'onda triangolare ($t_1 = t_2$)?

Poiché i tempi t_1 e t_2 sono uguali, si ha

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = 100\,\text{Hz}$$

cioé

$$t_1 + t_2 = 0{,}01 \text{ s}$$

di conseguenza

$$t_1 = t_2 = 0{,}005 \text{ s}$$

Usando le equazioni 3-11 e 3-12

$$(V_o)_{t_1} = -R_FC\,(2\,V_m/t_1)$$

$$= -\frac{(200\ \text{k}\Omega)\ (0{,}01\ \mu\text{F})\ (2)\ (1\ \text{V})}{0{,}005\ \text{s}}$$

$$= -0{,}8\ \text{V}$$

e

$$(V_o)_{t_2} = -R_FC\,(2\,V_m/t_2)$$

$$= +\frac{(200\ \text{k}\Omega)\ (0{,}01\ \mu\text{F})\ (2)\ (1\ \text{V})}{0{,}005\ \text{s}}$$

$$= +0{,}8\ \text{V}$$

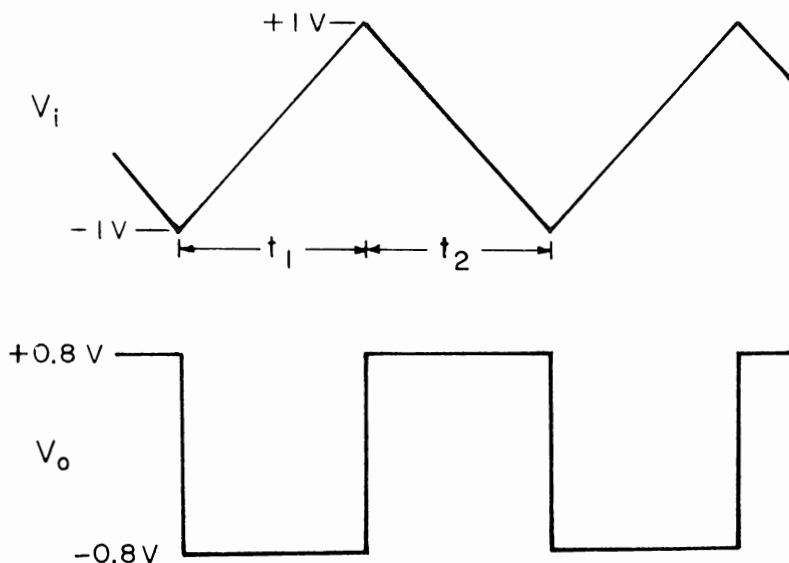



Figura 3-7.

INTEGRATORE

Scambiano la posizione del resistore e del condensatore nel circuito del derivatore di cui alla fig. 3-1, possiamo realizzare con un amp op un integratore. Come evidenziato nella figura 3-8, il resistore R_1 è l'elemento di ingresso, e il condensatore C è l'elemento di reazione. Il circuito ha un comportamento *opposto* a quello del circuito derivatore il che

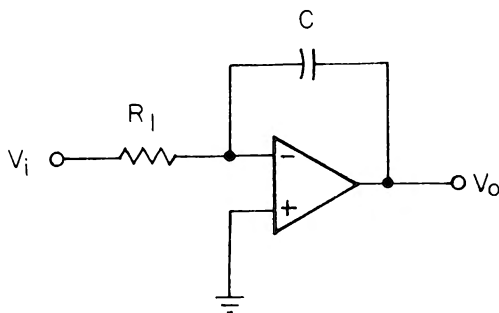



Figura 3-8. L'integratore.

è in armonia con quanto avviene per le operazioni matematiche di derivazione ed integrazione da cui questi circuiti prendono nome. La tensione di uscita in funzione del tempo espressa in una equazione integrale è data da

$$V_o = -\frac{1}{R_1C}\int_0^t V_i\,dt \qquad (3\text{-}14)$$

che rappresenta l'area presente tra la curva tensione d'ingresso-tempo e l'asse orizzontale e compresa tra i limiti 0 e t.

Un circuito integratore meno teorico è indicato nella fig. 3-9. Il resistore R_S in parallelo al condensatore in reazione, *resistore in parallelo* (shunt resistore), serve a limitare il guadagno del circuito a *bassa frequenza*. Se il guadagno a bassa frequenza non venisse limitato, l'offset c.c., benché basso, verrebbe anch'esso integrato per il periodo di integrazione e potrebbe saturare l'amp op. La tensione di offset c.c., dovuta alla corrente di polarizzazione di ingresso è minimizzata dal resistore R_2, che é uguale al parallelo di R_1 e R_S ovvero

$$R_2 = \frac{R_1 R_S}{R_1 + R_S} \qquad (3\text{-}15)$$

Dato che il resistore in parallelo limita il guadagno a bassa frequenza, l'equazione 3-14

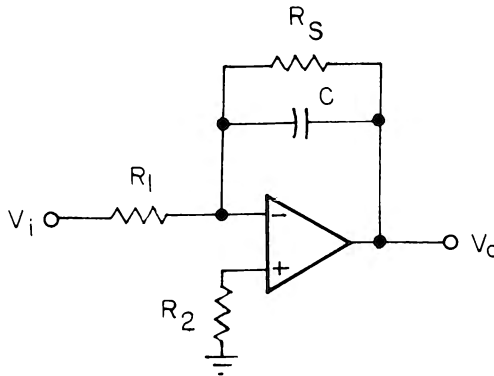



Figura 3-9. Integratore con guadagno limitato a bassa frequenza.

è valida solo per frequenze di ingresso maggiori di

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_S C} \tag{3-16}$$

Per frequenze di ingresso inferiori a f_c, la configurazione della fig. 3-9 si avvicina a quella di un amplificatore invertente con guadagno in tensione pari a

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_S}{R_1} \tag{3-17}$$

Si usa in pratica, un valore di R_S circa 10 volte più grande di R_1. Come per il circuito derivatore, la costante del tempo R_1C è presa approssimativamente uguale al periodo del segnale di ingresso da integrare.

Esempio

Determinate R_1, R_S, C e la tensione di picco di uscita, impiegando l'onda quadra della fig. 3-7 come segnale di ingresso per il circuito integratore della fig. 3-9.

Secondo l'esempio precedente, f = 100 Hz. Se C = 0,01 μF, si ha quindi

$$100 \text{ Hz} = \frac{1}{R_1 C}$$

Di conseguenza, $R_1 = 1\ M\Omega$, e $R_S = 10\ M\Omega$. Dall'equazione 3-15, R_2 dovrebbe essere 910 kΩ.

Per il tempo t_1 (0,005 s) la tensione di uscita vale

$$V_o = -\frac{1}{R_1 C}\int_0^{t_1} V_i\, dt$$

$$= -\frac{1}{1\ M\Omega\ (0{,}01\ \mu F)}\int_0^{t_1 = 0{,}005\ s} (-0{,}8\ V)\, dt$$

$$= -(100)\ (-0{,}8)\ \Big|_0^{t_1 = 0{,}005\ s}$$

$$= +0{,}4\ V$$

In modo analogo, la tensione di uscita per il tempo t_2 è $-0{,}4$ V.

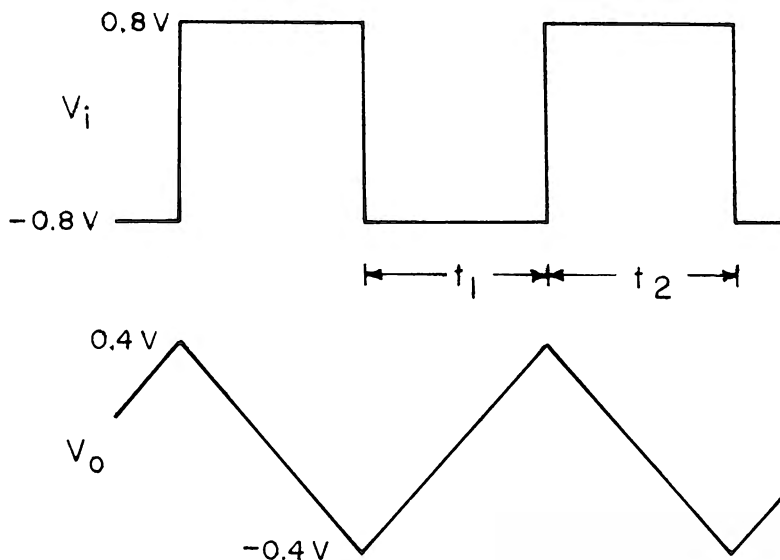



Figura 3-10.

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

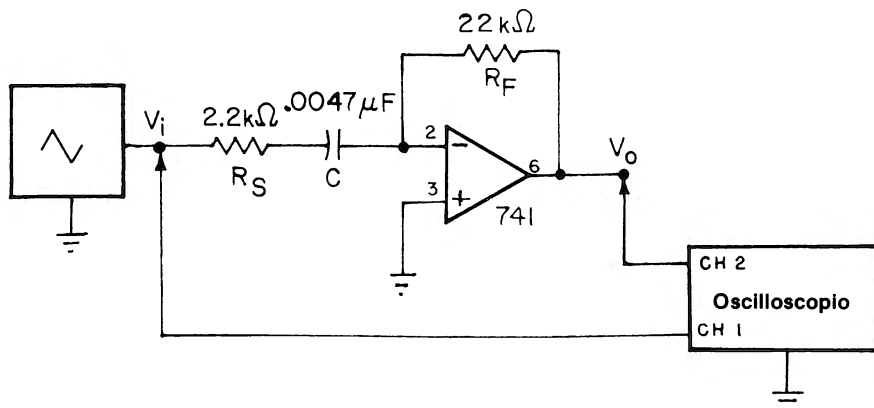
I seguenti due esperimenti hanno lo scopo di introdurre alla progettazione e mostrare il modo di operare di un amp op derivatore e di un integratore a varie frequenze. I due esperimenti che eseguirete possono essere riepilogati come segue:

Esperimento N.	Scopo
1	Progettazione e funzionamento di un amp op derivatore.
2	Progettazione e funzionamento di un amp op integratore.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un circuito derivatore con un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Tensione di uscita: $V_o = -R_F C \frac{dV_i}{dt}$
- Risposta a bassa frequenza: $f_c = \frac{1}{2\pi R_S C}$
- Se $f < f_c$ il circuito funziona da derivatore
- Se $f > f_c$ il circuito si comporta come un amplificatore invertente con un guadagno in tensione di $-R_F/R_S$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0,5 V per divisione
- Canale 2: 0,05 V per divisione

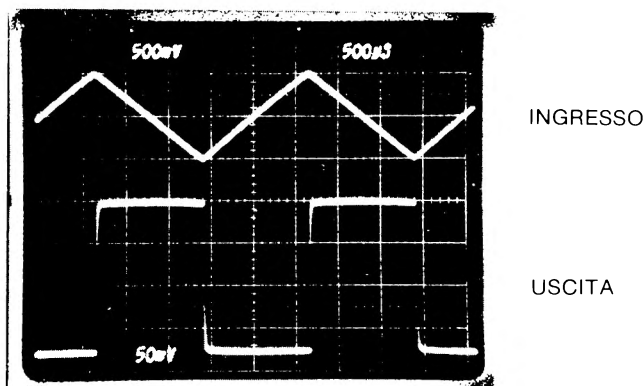
- Base dei tempi: 0,5 ms per divisione

- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema e alimentate il breadboard.

Passo 3

Regolate l'ampiezza della tensione di ingresso da picco a picco (onda triangolare) a 1 V (0,5 V di picco) e la frequenza a 400 Hz (2 periodi completi). Dovreste vedere, come rappresentato in figura, un segnale in uscita ad *onda quadra sfasata di 180° rispetto all'ingresso.*

Passo 4

Disinserite temporaneamente la sonda del canale 2 e annotate la posizione della linea orizzontale che ne risulta (0 V). Ricollegate la sonda all'uscita del circuito come illustrato nello schema. Misurate la tensione di picco negativa dell'onda quadra (riferita a massa) e annotate il risultato

tensione di picco negativa = ______________ V

Passo 5

Misurate ora l'intervallo di tempo durante il quale la tensione dell'onda quadra è negativa (t_1). Se la frequenza di ingresso è esattamente 400 Hz ed il segnale è simmetrica, dovrebbe valere approssimativamente di 1,25 ms.

Passo 6

In uscita, l'equazione per la tensione di picco negativa dell'onda quadra (in ingresso onda triangolare) è data da:

$$(V_o)_{picco} \doteq -\frac{2R_F C V_m}{t_1}$$

Confrontate il valore ottenuto nel passo 4 con quello calcolato.

Nel mio caso è risultata una tensione di picco di 0,825 V, rispetto ad un valore calcolato di 0,827 V.

Passo 7

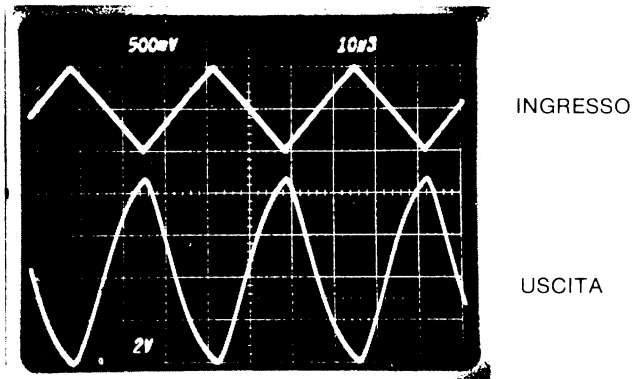
Modificate la base dei tempi a 0,2 ms per divisione ed il canale 2 a 0,1 V per divisione. Ora regolate la frequenza di ingresso in modo da avere 2 periodi completi (1 kHz). Ripetete i passi 4, 5 e 6. Confronta il risultato dell'eseprimento con il valore calcolato.

Se la frequenza di ingresso è esattamente simmetrica e pari a 1 kHz, t_1, risulta pari a 0,5 ms, da cui per la tensione di uscita si ottiene un valore di picco calcolato di 0,205 V. Il valore misurato dovrebbe avvicinarsi a questo valore. A che frequenza approssimativa, questo circuito cesserà di operare come derivatore (cioé si avvicinerà al comportamento di un amplificatore invertente)?

Dalla formula della risposta a bassa frequenza, la frequenza limite perché il circuito operi come derivatore è approssimativamente di 15,4 Hz.

Passo 8

Ora cambiate la base dei tempi a 10 ms per divisione e il Canale 2 a 2 V per divisione. Regolate la frequenza in modo tale da far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio 3 periodi completi (30 kHz). Osservate il segnale di uscita.

Il segnale di uscita dovrebbe essere uguale ma invertito rispetto a quello d'ingresso, come evidenziato in figura.

Il circuito, a questa frequenza, funziona dunque solo come un amplificatore invertente.

Passo 9

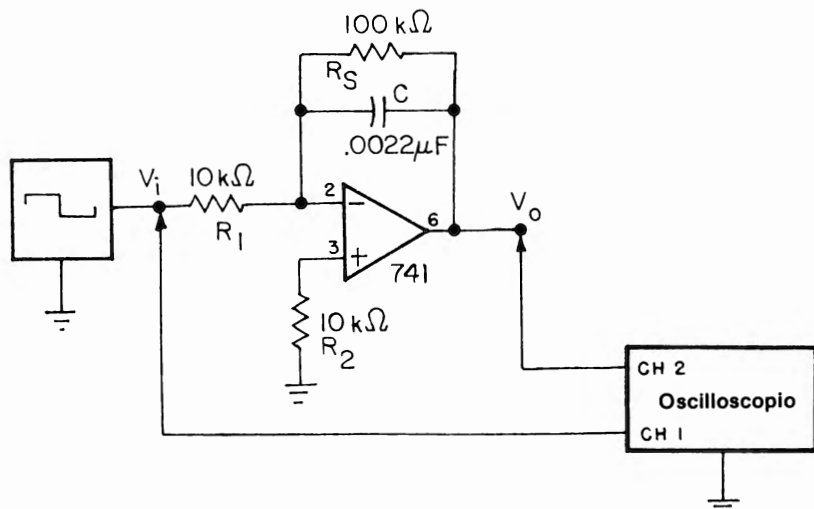
Misurate la tensione da picco a picco e determinate il guadagno in tensione. Ve lo aspettavate così?

Il guadagno in tensione dovrebbe essere quasi 10. Nel mio esperimento ho misurato in realtà una tensione di uscita di 9,6 V da picco a picco, che dà un guadagno in tensione pari a 9,6.

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un circuito integratore, realizzato impiegando un amp op del tipo 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Tensione di uscita: $V_o = -\frac{1}{R_1 C}\int_0^t V_i \, dt$

- Risposta a bassa frequenza: $f_c = \frac{1}{2\pi R_S C}$

- Se $f < f_c$ il circuito si avvicina a quello di un amplificatore invertente con un guadagno in tensione di $-R_S/R_1$.

- Se $f > f_c$, il circuito opera da intregratore.

- Per un minimo offset uscita dovuto a correnti di polarizzazione,

$$R_2 = \frac{R_1 \, R_S}{R_1 + R_S}$$

Passo 1

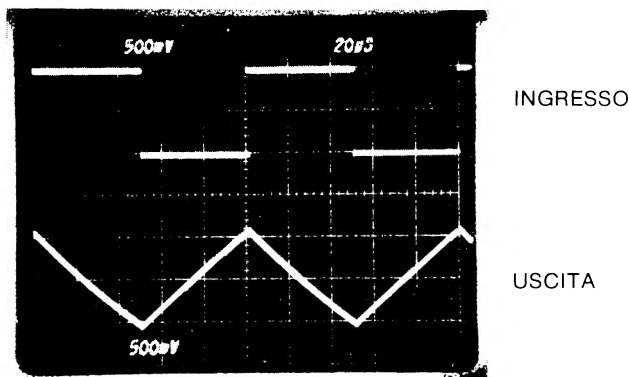
Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 20 μs per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema e alimentate il breadboard.

Passo 3

Regolate la tensione picco-picco dell'onda quadra di ingresso a 1 V (0,5 V di picco) e la frequenza a 10 kHz (2 periodi). Come rappresentato in figura, il segnale di uscita dovrebbe essere un'*onda triangolare* sfasata di 180° rispetto all'ingresso.

Passo 4

Escludete temporaneamente la sonda del canale 2 e osservate la posizione della linea

retta risultante (0 V). Ripristinate la sonda all'uscita del circuito come indicato nello schema del circuito. Misurate la tensione triangolare da picco a picco e annotate il risultato:

Tensione picco-picco = ________________ V

Passo 5

Misurate ora l'intervallo di tempo che serve all'onda quadra in ingresso per compiere mezzo periodo (t). Se l'ingresso è simmetrico ed è esattamente di 10 kHz dovreste aver misurato 50 μs.

Passo 6

Per un segnale di ingresso a onda quadra, la tensione di uscita picco-picco dell'onda triangolare è:

$$(V_o)_{picco\text{-}picco} = -\frac{V_m t}{R_1 C}$$

Confrontate il valore determinato nel passo 4 con il valore calcolato secondo tale formula.

Quando ho fatto questo esperimento, ho misurato una tensione da picco a picco di 1,10 V rispetto a un valore calcolato di 1,136 V.

Passo 7

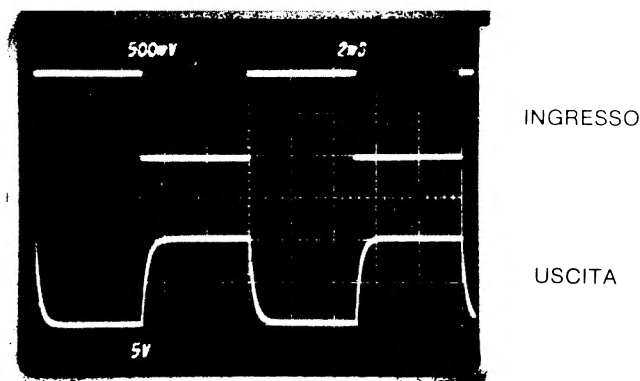
Modificate la base dei tempi dell'oscilloscopio a 50 μs per divisione ed il canale 2 a 1 V per divisione. Ora regolate la frequenza di ingresso in modo da avere 2 periodi completi (5 kHz). Ripetete i passi 4, 5 e 6. Confrontate il risultato sperimentale con il valore calcolato secondo le procedure già descritte.

Quando ho eseguito questa operazione, ho misurato una tensione picco-picco di 2,70 V per un periodo di tempo di 125 μs. Il valore calcolato era di 2,84 V. A che frequenza approssimativa questo circuito cesserà di operare da integratore (cioé, si avvicinerà al funzionamento di un amplificatore invertente)?

Dalla formula di risposta a bassa frequenza, il confine tra il funzionamento come integratore e quello come amplificatore invertente sta intorno a 724 Hz.

Passo 8

Modificate ora la base dei tempi a 2 ms per divisione ed il Canale 2 a 5 V per divisione. Regolate la frequenza in modo da far apparire sullo schermo dell'oscilloscopio 2 periodi completi. Osservate ora il segnale di uscita.

La configurazione dell'uscita è molto simile a quella dell'ingresso, solo invertita, come si rileva dalla figura.

A questa frequenza, dunque, il circuito opera quasi come un amplificatore invertente.

Passo 9

Misurate la tensione di uscita da picco a picco e determinate il guadagno in tensione. E' quello che vi aspettavate?

Il guadagno in tensione dovrebbe essere approssimativamente 10, dato che il rapporto R_S/R_1 è 10.

CAPITOLO 4

CIRCUITI GENERATORI DI CORRENTE E CONVERTITORI

INTRODUZIONE

In questo capitolo discuteremo alcuni altri circuiti fondamentali realizzati con amp op: generatori di corrente, convertitori tensione-corrente e corrente tensione.

OBIETTIVI

Alla fine di questo capitolo sarete in gredo di:

- Progettare e valutare il comportamento dei seguenti circuiti:
  - un generatore di corrente costante
  - un convertitore corrente-tensione
  - un convertitore invertente tensione-corrente
  - un convertitore non invertente tensione-corrente

GENERATORE DI CORRENTE COSTANTE

Usando il circuito della fig. 4-1, un amp op può funzionare come generatore di corrente costante. In questo caso, la tensione di ingresso, per esempio fornita da una batteria o da un'altra tensione

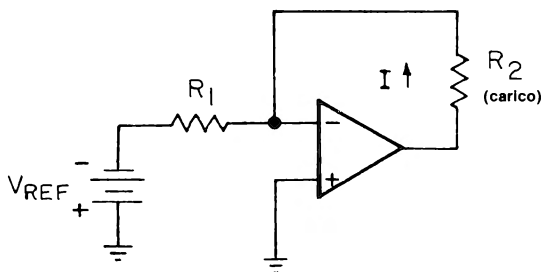



Figura 4-1. Generatore di corrente costante.

di riferimento stabile, dà una corrente costante attraverso il resistore R_1, che passa anche attraverso il resistore di reazione R_2 (in un amp op ideale, la corrente di ingresso è zero) che coincide con il carico. Secondo la legge di Ohm, la corrente che passa attraverso R_1, e di conseguenza R_2, deve essere:

$$I = \frac{V_{REF}}{R_1} \tag{4-1}$$

Se per qualche ragione il resistore di carico, cambia, *la corrente che vi passa rimane invariata,* purché rimangano costanti V_{REF} e R_1.

CONVERTITORE CORRENTE-TENSIONE

Il circuito base di un convertitore corrente-tensione (fig. 4-2) è essenzialmente costituito da un amplificatore invertente senza resistenza in ingresso. La corrente di ingresso I_i è

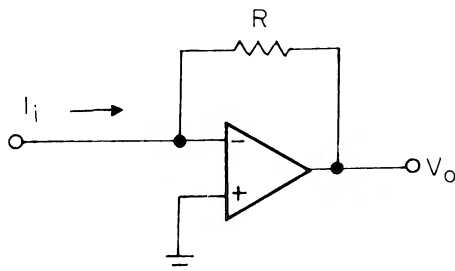



Figura 4-2. Convertitore corrente-tensione.

applicata direttamente all'ingresso invertente dell'amp op. Dato che questa corrente di ingresso passa anche attraverso il resistore di reazione R (analogamente a quanto abbiamo visto verificarsi per il generatore di corrente costante, la tensione di uscita è semplicemente data da

$$V_o = I_i R \tag{4-2}$$

Per un tale circuito, la corrente di polarizzazione all'ingresso (I_b) è sommata alla corrente di ingresso, cosicché l'equazione 4-2 può essere così riscritta:

$$V_o = (I_i + I_b) R \tag{4-3}$$

Di conseguenza si dovrà far attenzione affinché la corrente di polarizzazione di ingresso rimanga piccola rispetto alla corrente di ingresso.

Esempio:

Un esempio applicativo di un convertitore corrente-tensione è presentato nel circuito della fig. 4-3.

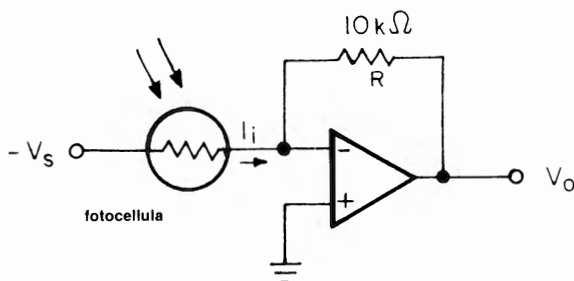



Figura 4-3.

Assumete che in condizioni di piena illuminazione la corrente che passa attraverso la fotocellula sia 10 μA, mentre, quando la fotocellula è perfettamente protetta dalla luce, la corrente sia 10 μA. Per quanto riguarda la variazione della tensione in uscita, la corrente di ingresso cambia di 90 μA. Allora, secondo l'equazione 4-2, la corrispondente variazione nella tensione in uscita è pari a:

$$\Delta V_o = \Delta I_i R$$

$$= (90\ \mu A)\ (10\ k\Omega)$$

$$= 0{,}9\ V$$

CONVERTITORE TENSIONE-CORRENTE

Convertitori tensione-corrente, chiamati anche *amplificatori di transammettenza*, sono spesso usati in applifcazioni per comandare relé e contatori analogici. A seconda dell'impiego specifico, un convertitore tensione-corrente può funzionare sia per carichi fluttuanti che per carichi collegati a massa.

Per *carichi* senza collegamento a massa si possono impiegare i circuiti di cui alle fig. 4-4 e 4-5. La figura 4-4 mostra *un convertitore invertente tensione-corrente*, circuito simile a quello di un amplificatore invertente con la differenza che l'elemento di reazione (il carico) è ora costituito dalla bobina del relé, o alternativamente da un amperometro con resistenza interna R_L. Questo circuito è simile anche a quello di un generatore

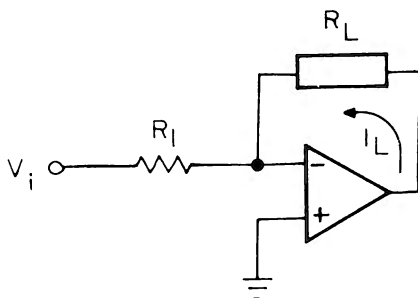



Figura 4-4. Convertitore invertente tensione-corrente.

di corrente costante di cui alla fig. 4-1. La corrente che passa attraverso il carico, senza riferimento a massa, vale

$$I_L = \frac{V_i}{R_1} \tag{4-4}$$

e *questa corrente è indipendente dal valore della resistenza di carico R_L.*

La figura 4-5 mostra invece *un convertitore non invertente tensione-corrente*. La corrente di carico

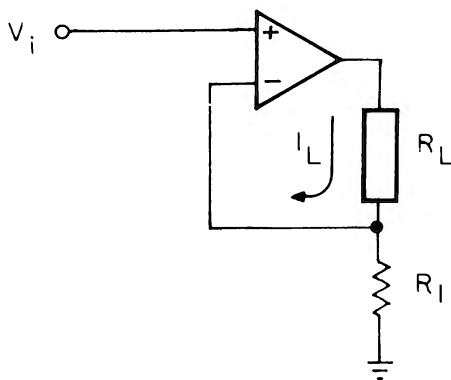



Figura 4-5. Convertitore non invertente tensione-corrente.

per questo circuito è quella ricavabile dall'equazione 4-4.

Per carichi con un capo riferiti a massa, viene impiegato il circuito di fig. 4-6.

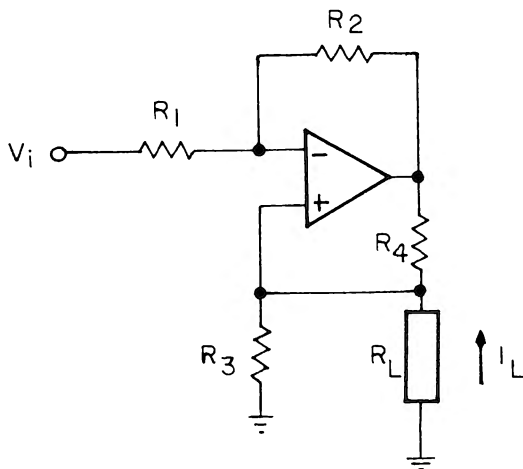



Figura 4-6. Convertitore tensione-corrente per carichi riferiti a massa.

La corrente di carico, controllata dalla tensione di ingresso V_i, è data da:

$$I_L = -\frac{V_i}{R_3} \quad (4\text{-}5)$$

quando

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4\text{-}6)$$

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

Gli esperimenti che seguono sono concepiti per mostrare l'uso degli amp op per realizzare generatori di corrente, convertitori tensione-corrente e convertitori corrente-tensione. Per tutti gli esperimenti descritti oltre necessita un amperometro. Questo dovrebbe essere del tipo digitale, in grado quindi di dare risultati più precisi di quelli ottenibili con un amperometro analogico.

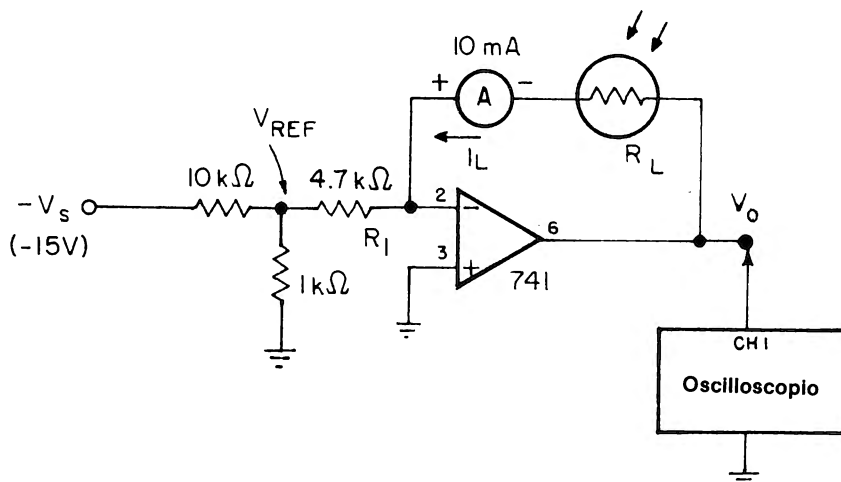
Gli esperimenti che eseguirete possono essere così sintetizzati:

Esperimento N.	Scopo
1	Progettazione e funzionamento di generatore di corrente costante, una fotocellula essendo il carico variabile.
2	Progettazione e funzionamento di un convertitore corrente-tensione; misurazione della corrente attraverso una fotocellula.
3	Progettazione e funzionamento di un convertitore non invertente tensione-corrente.
4	Progettazione e funzionamento di un convertitore invertente tensione-corrente.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un generatore di corrente costante, utilizzando una fotocellula come carico variabile a un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$I_L = \frac{V_{REF}}{R_1}\text{, indipendente da } R_L$$

$$V_o = -\frac{R_L}{R_1} V_{REF}$$

Passo 1

Per questo esperimento avrete bisogno di un amperometro con lettura a fondo scala di circa 10 mA. Un multimetro digitale in grado di misurare correnti è preferibile perché permette di ottenere risultati più precisi; può essere anche usato un amperometro analogico convenzionale, avrà tuttavia una precisione più limitata. La fotocellula invece sarà del tipo "general purpose". Io ho usato quelle della Poly Paks in vendita a poche centinaia di lire al pezzo. I valori sperimentali potranno variare leggermente, a seconda del tipo di fotocellula che impiegherete.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e osservate la lettura

dell'amperometro. Se il verso della corrente risulta *negativa* (ovvero la lancetta del misuratore analogico è "inchiodata" sul lato sinistro), *disinserite momentaneamente l'alimentazione e invertite il collegamento dell'amperometro.*

Passo 3

Ora misurate la tensione di riferimento V_{REF} usando un oscilloscopio così predisposto:

- Canale 1: 0,2 V per divisione
- Base dei tempi: 0,1 ms per divisone
- Accoppiamento c.c.

Misurate inoltre I_L e la tensione di uscita V_o, annotando i risultati:

V_{REF} = ______________ V

I_L = ______________ mA

$(V_o)_{piena\ luce}$ = ______________ V

Quando effettuate queste misure, e in particolare, quando misurate V_o, abbiate molta cura di non oscurare la parte sensibile della fotocellula che di solito è un'estremità di un contenitore cilindrico. I valori ottenuti serviranno per caratterizzare i parametri di operazione del circuito in condizioni di illuminazione totale.

A titolo di confronto, quando ho eseguito l'esperimento con un'alimentazione di ± 15 V, ho ottenuto

V_{REF} = ______________ V

I_L = ______________ mA

$(V_o)_{piena\ luce} = +0{,}52$ V

Passo 4

Dato che la fotocellula è una resistenza sensibile alla luce, questo circuito è identico a quello di un *amplificatore invertente.* Dall'equazione riportata nelle Formule di Progetto:

$$V_o = -\frac{R_L}{R_1} V_{REF}$$

determinate la resistenza (R_L) della fotocellula con le misure del passo 3, annotando il risultato:

$$(R_L)_{piena\ luce} = \underline{\hspace{4cm}}\ \Omega$$

Nel mio esperimento è risultata una resistenza di 2, 22 kΩ.

Passo 5

Confrontate ora il valore di corrente misurato nel passo 3 con il valore calcolato secondo l'equazione

$$I_L = \frac{V_{REF}}{R_1}$$

$$= \underline{\hspace{4cm}}\ mA$$

A seconda della precisione del valore di R_1, questi due valori dovrebbero essere quasi uguali. Nel mio caso ho calcolato un valore di 2,34 mA, rispetto al valore misurato di 2,47 mA. Evidentemente il mio resistore da 47 kΩ non era un gran ché!

Passo 6

Ora osservate l'amperometro e la tensione di uscita sull'oscilloscopio mentre passate lentamente la mano sopra la fotocellula.

Dovreste osservare un *aumento della tensione di uscita*, quando la mano copre la fotocellula. *La corrente,* tuttavia, *riamane costante* ed ha lo stesso valore di quello misurato nel passo 3.

Passo 7

Ora ponete un dito direttamente sulla superficie della fotocellula. Misurate I_L e V_o e annotate il risultato

$$I_L = \underline{\hspace{4cm}}\ mA$$

$(V_o)_{buio}$ = ________________ V

Passo 8

Come nel passo 4, determinate la resistenza della fotocellula nella condizione in cui il dito copre la superficie della fotocellula e annotate il risultato:

$(R_L)_{buio}$ = ________________ Ω

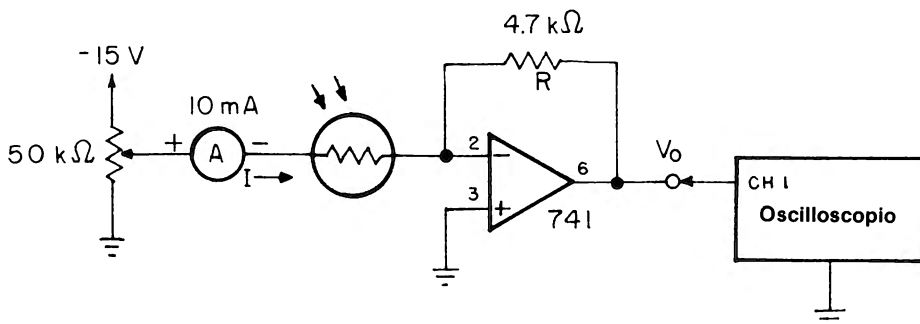
Nel mio esperimento ho misurato una tensione di uscita di + 2,5 V, che mi porta una resistenza di 10,7 kΩ al buio.

La resistenza dovrebbe cambiare tra i passi 4 e 7 (a meno che nella vostra fotocellula ci sia qualcosa che non va), anche se la corrente rimane la stessa. Questa è esattamente la funzione di un generatore di corrente costante: *la corrente di uscita è indipendente dal carico.*

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un convertitore corrente-tensione, utilizzando una fotocellula e un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$V_o = -IR$$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 1 V per divisione
- Base dei tempi: 0,1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard. *Se il Vostro amperometro indica un valore negativo, staccate momentaneamente l'alimentazione e invertite i fili dell'amperometro.*

Passo 3

Regolate il potenziometro da 50 kΩ in modo che l'oscilloscopio legga, come tensione di uscita V_o, un risultato opportuno, minore della tensione di alimentazione. Nella mia realizzazione, ho regolato la tensione di uscita a + 7,0 V, usando un'alimentazione da 15V. Osservate la lettura dell'amperometro e annotatela insieme a V_o:

$$I_1 = \underline{\hspace{4cm}} \text{ mA}$$

$$(V_o)_1 = \underline{\hspace{4cm}} \text{ V}$$

Questi saranno i valori di operazione del circuito in condizioni di illuminazione totale.

Passo 4

Ora coprite la superficie della fotocellula con la mano e misurate nuovamente la corrente e la tensione di uscita, annotando i risultati:

$$I_2 = \underline{\hspace{4cm}} \text{ mA}$$

$$(V_o)_2 = \underline{\hspace{4cm}} \text{ V}$$

Queste saranno le condizioni di esercizio del circuito in condizione di oscurità.

Passo 5

Sottraete I_2 da I_1 e $(V_o)_2$ da $(V_o)_1$

$$\Delta I = I_1 - I_2 = \underline{\hspace{4cm}} \text{ mA}$$

$$\Delta V_o = (V_o)_1 - (V_o)_2 = \underline{\hspace{4cm}} \text{ V}$$

e dividete ΔV per ΔI, in modo che

$$\frac{\Delta V_o}{\Delta I} = R$$

$$= \underline{\hspace{4cm}} \ \Omega$$

Confrontate questo valore di resistenza con il valore di R nel circuito (col valore cioé del resistore di reazione da 4,7 kΩ.

A seconda della precisione del valore della resistenza da voi usato, i due valori dovrebbero risultare quasi uguali. Per vostro confronto, i risultati dei miei esperimenti furono i seguenti:

$(V_o)_1$	$(V_o)_2$	I_1	I_2
7,0	5,4	1,428	1,098
$V_o = 1{,}6$ V		$I = 0{,}33$ mA	

Di conseguenza $R = 4{,}85$ kΩ

La resistenza R trasforma dunque una corrente di ingresso I in una corrispondente tensione di uscita V_o, da qui il nome "convertitore corrente-tensione".

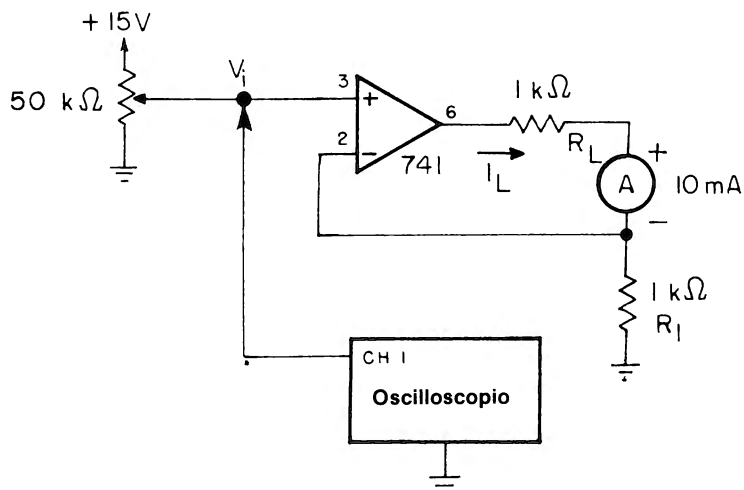
Passo 6 (facoltativo)

Cambiate R a 1 kΩ e ripetete l'esperimento.

ESPERIMENTO N. 3

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un convertitore non invertente tensione-corrente, utilizzando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$I_L = \frac{V_i}{R_1} \text{ (indipendente da } R_L\text{)}$$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 0,1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Inizialmente, con un ponticello cortocircuitate il

resistore di carico R_L. Alimentate il breadboard e regolate il potenziometro in modo che V_i sia pari a + 0,5 V. Se la lettura dell'amperometro è negativa togliete momentaneamente l'alimentazione e invertite i capi dell'amperometro.

Passo 3

Con $V_i = +0,5$ V, misurate I_L e annotate il risultato:

$V_i =$ ___+ 0,5___ V

$I_L =$ ______________ mA

Calcolate con l'equazione data nelle Formule di Progetto il valore previsto di I_L. Corrisponde al valore misurato?

Questi due valori dovrebbero essere quasi uguali e cioé 0,5 mA.

Passo 4

Ora togliete il ponticello sul resistore da 1 kΩ.

Non dovreste registrare alcun cambiamento nella *corrente di carico* I_L.

Passo 5

Completate la tabella sotto riportata con i seguenti valori di tensione di ingresso (V_i) e resistenze di carico (R_L)

V_i	R_L	I_L misurato	I_L calcolato
0,5 V	1 kΩ		
	10 kΩ		
	22 kΩ		
	27 kΩ		
	33 kΩ		

V_i	R_L	I_L misurato	I_L calcolato
1,0 V	470 Ω		
	1 kΩ		
	3,3 kΩ		
	5,6 kΩ		
	10 kΩ		
	12 kΩ		
3,0 V	470 Ω		
	1 kΩ		
	3,3 kΩ		
	3,9 kΩ		

Passo 6

Cercate di trarre delle conclusioni in base ai valori sperimentali ottenuti nel passo 5, sul modo di operare di un convertitore tensione-corrente.

Dovreste concludere che la corrente fornita è indipendente dalla resistenza di carico, e dipende soltanto dalla tensione di ingresso e dal resistore di ingresso R_1.

Passo 7

Avete avuto differenti letture sull'amperometro per i valori più elevati di resistenza di ciascuna tensione di ingresso (p.e. $V_i = 0{,}5$ V, $R_L = 3{,}3$ kΩ, $V_i = 1$ V, $R_L = 12$ kΩ ecc.) rispetto agli altri valori di resistenza di carico nell'ambito di ciascun gruppo?

Nella maggior parte dei casi avrete osservato che, a pari tensione di ingresso, la corrente di carico è minore del valore che si ha per una resistenza di carico minore. Anche se la corrente è fondamentalmente indipendente dalla resistenza di carico, c'è comunque un valore di R_L massimo che può essere impiegato.

Dovreste anche aver osservato che questo circuito è identico a quello dell'*amplificatore non invertente*; di conseguenza la tensione di uscita è:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_L}{R_i}\right) V_i$$

Per la condizione $V_i = 0,5$ V e $R_L = 33$ kΩ, troviamo che la tensione di uscita è:

$$V_o = \left(1 + \frac{33\ k\Omega}{1\ k\Omega}\right)(0,5\ V)$$

$$= (34)\ (0,5\ V)$$

$$= 17,0\ V$$

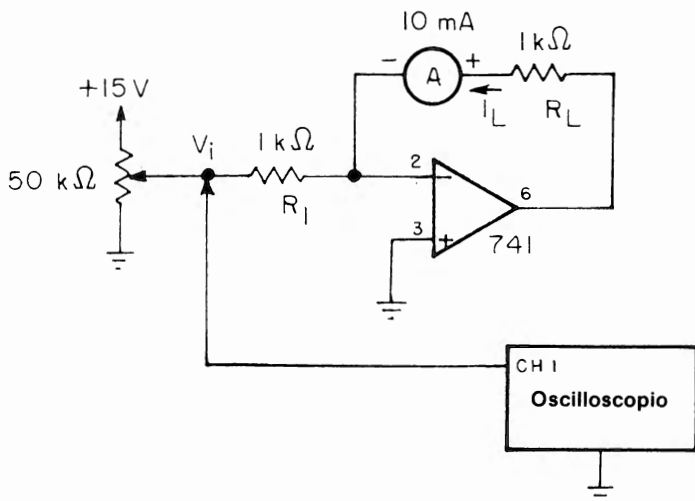
che è maggiore della tensione di alimentazione dell'amp op. Impiegando un'alimentazione di ± 15 V, l'uscita dell'amp op si saturerà a circa 13 V, riducendo così la massima corrente alimentabile al carico. E' impossibile per l'amp op dare una tensione di uscita maggiore della tensione di alimentazione.

Se, d'altra parte è usata un'alimentazione ± 6 V, troverete che la massima resistenza di carico, seguendo lo stesso ragionamento, sarà evidentemente ancora inferiore.

ESPERIMENTO N. 4

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un convertitore invertente tensione-corrente, con l'impiego di un amp op 741. Questo esperimento è simile all'Esperimento N. 3.

Schema del circuito

Formule di progetto

$$I_L = \frac{V_i}{R_1} \text{ (indipendente da } R_L\text{)}$$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 0,1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Inizialmente cortocircuitate il resistore di carico

R_L con un ponticello. Alimentate il breadboard e regolate il potenziometro in modo che V_i sia pari a ± 0,5 V. Se la lettura dell'amperometro risulta negativa, togliete momentaneamente l'alimentazione e invertite i capi dell'amperometro.

Passo 3

Con $V_i = +0{,}5$ V, misurate I_L e annotate il risultato:

$V_i =$ ______+0,5______ V

$I_L =$ ________________ mA

Servendovi dell'equazione riportata nelle formule di progetto, calcolate il valore di I_L e confrontatelo con il valore misurato.

I due valori dovrebbero essere approssimativamente uguali, cioé 0,5 mA.

Passo 4

Eliminate ora il ponticello sul resistore da 1 kΩ.

La corrente di carico I_L non dovrebbe cambiare.

Passo 5

Completate la tabella riportata qui sotto per i seguenti valori di tensione di ingresso (V_i) e resistenza di carico (R_L)

V_i	R_L	I_L misurato	I_L calcolato
0,5 V	1 kΩ		
	10 kΩ		
	22 kΩ		
	27 kΩ		
	33 kΩ		

V_i	R_L	I_L misurato	I_L calcolato
1,0 V	470 Ω		
	1 kΩ		
	10 kΩ		
	12 kΩ		
	15 kΩ		
3,0 V	470 Ω		
	1 kΩ		
	3,3 kΩ		
	3,9 kΩ		
	3,9 kΩ		
	4,7 kΩ		

Passo 6

Sulla base dei risultati del passo 5 che conclusioni potete trarre riguardo al modo di operare di un convertitore tensione-corrente?

Dovreste concludere che la corrente prodotta è indipendente dalla resistenza di carico, e dipende soltanto dalla tensione di ingresso e dal resistore di ingresso R_1.

Passo 7

Avete osservato differenti letture sull'amperometro per i valori più elevati di resistenza di ciascuna tensione di ingresso, rispetto agli altri valori si resistenza di carico nell'ambito di ciascun gruppo?

Nella maggior parte dei casi avrete osservato che, a pari tensione di ingresso, la corrente di carico è minore del valore che si ha per una resistenza più bassa. Anche se la corrente è fondamentalmente indipendente dalla resistenza di carico, esiste comunque un valore massimo di R_L che può essere usato. Dovreste aver osservato inoltre che questo circuito è identico a quello di un *amplificatore invertente*; evidentemente vale lo stesso ragionamento fatto per il precedente esperimento.

CAPITOLO 5

CIRCUITI DI TRATTAMENTO DI SEGNALI NON LINEARI

INTRODUZIONE

In questo capitolo presenteremo vari circuiti non lineari con amp op e: in particolare tratteremo le situazioni in cui l'uscita è sostanzialmente un'onda non sinusoidale, e situazioni in cui la uscita dell'amp op si avvicina alla massima escursione positiva o negativa.

OBIETTIVI

Alla fine di questo capitolo, sarete in grado di:

- Progettare e valutare il comportamento di:
  - un comparatore
  - un rivelatore di picco
  - un raddrizzatore a semi onda di precisione
  - un raddrizzatore a onda intera di precisione
  - una amplificatore logaritmico
- Spiegare come moltiplicare e dividere due segnali di ingresso.

COMPARATORE

Il comparatore è un circuito che confronta la tensione di ingresso con una di riferimento. L'uscita del comparatore indica se il valore del segnale di ingresso è superiore o inferiore a quello della tensione di riferimento. Con riferimento al circuito base di fig. 5-1, la tensione di uscita si avvicina alla tensione positiva di alimentazione, quando il segnale di ingresso è leggermente maggiore della

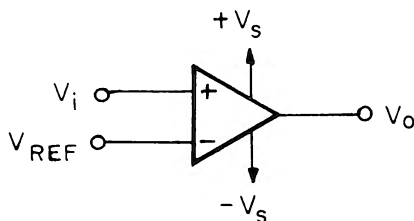



Figura 5-1. Il comparatore.

tensione di riferimento, V_{REF}. Quando l'ingresso è leggermente più basso del valore di riferimento, l'uscita dell'amp op si avvicina alla tensione di alimentazione negativa. Di conseguenza il punto esatto di commutazione (soglia) è determinato dalla tensione offset di ingresso dell'amp op, che dovrebbe essere annullata.

Se la tensione di uscita del comparatore è maggiore di quella necessaria per una data applicazione, per esempio nel caso ci si debba interfacciare con circuiti integrati TTL (+ 5V), l'uscita può essere limitata con un diodo Zener di valore opportuno come mostrato nella figura nel caso appunto un circuito integrato TTL.

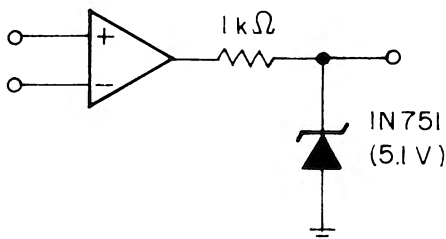



Figura 5-2. Limitazione della tensione d'uscita di un comparatore con un diodo Zener.

Se usato come comparatore, l'amp op dovrebbe avere, quando si tratta di commutare da una situazione all'altra, un elevato slew rate. Dato che una compensazione esterna riduce lo slew rate dell'amp op è meglio usare un amp op non compensato (p. es. il 318) che ha uno slew rate di 70 V/μs.

I circuiti delle figure 5-1 e 5-2 rappresentano dei *comparatori non invertenti*; la tensione di uscita ha la stessa polarità dell'ingresso. Se invertiamo gli ingressi, ne risulta un *comparatore invertente* (fig. 5-3).

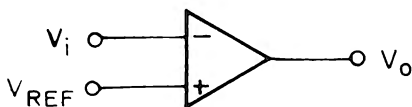



Figura 5-3. Comparatore invertente

Una caratteristica molto utile del comparatore è che può convertire una onda sinusoidale in un'onda quadra, (circuito di fig. 5-4), ove l'ingresso non invertente sia collegato a massa (cioé $V_{REF} = 0$).

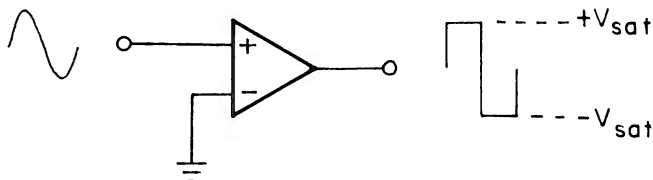



Figura 5-4. Convertitore onda sinusoidale-onda quadra.

Combinando un comparatore invertente con un comparatore non invertente, aventi due differenti tensioni di riferimento, possiamo realizzare un comparatore a finestra (*window comparatore*), che rivela se una tensione di ingresso V_i è o non è compresa entro i limiti V_L e V_H (limiti della finestra). Dalla fig. 5-5 si può rilevare che le uscite del comparatore sono collegate attraverso due diodi.

Quando la tensione di ingresso è compresa tra V_L e V_H, la tensione di uscita è zero; altrimenti è uguale a $+ V_{SAT}$.

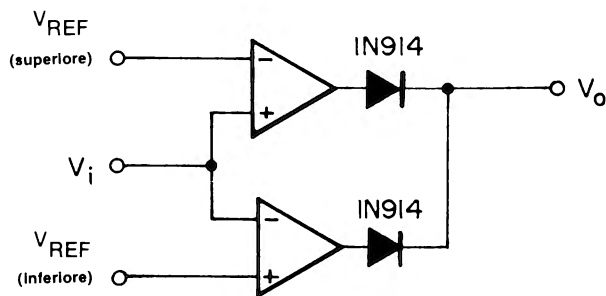



Figura 5-5. Un comparatore a finestra.

In tutti i circuiti discussi in questo capitolo possiamo usare un circuito con LED (fig. 5-6) per indicare se l'uscita del comparatore è positiva o negativa.* Quando il LED è acceso, l'uscita è positiva.

---

* Jung W.G. *I Op Amp Cookbook* Indianapolis; Howard W. Sams & Co. Inc. 1974, pagg. 235.

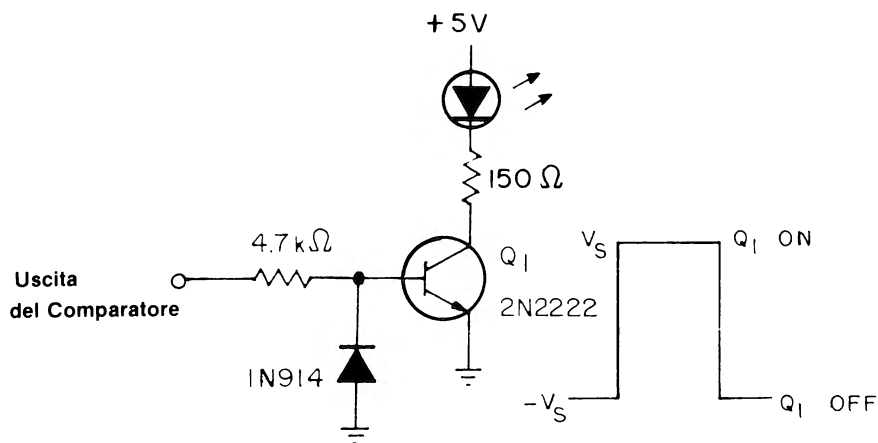



Figura 5-6. Circuito LED in uscita al comparatore.

RIVELATORE DI PICCO

Il rivelatore di picco è un circuito che "memorizza" il valore di picco di un segnale. Come evidenziato nella figura 5-7, quando un *segnale positivo* è portato all'ingresso non invertente, dopo che il condensatore è stato momentaneamente cortocircuitato, la tensione di uscita all'amp op polarizza il diodo e carica il condensatore. Questa carica dura fino a quando sia l'ingresso non invertente che l'ingresso invertente si portano alla stessa tensione, pari alla tensione di ingresso. Quando la tensione sull'ingresso non invertente supera la tensione sull'ingresso invertente, (tensione ai capi del condensatore) il condensatore si caricherà al nuovo valore di picco. Di conseguenza, la tensione del condensatore sarà sempre *uguale alla massima tensione positiva applicata all'ingresso non invertente*.

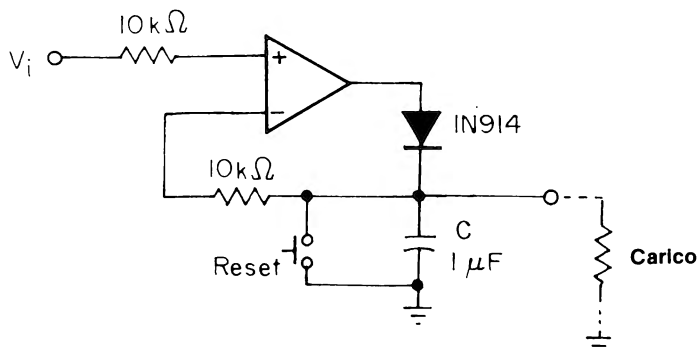



Figura 5-7. Il rivelatore di picco.

Una volta caricato, il tempo caratteristico durante il quale il rivelatore di picco "ricorda" il valore di picco, potrà essere di alcuni minuti e dipenderà comunque dall'impedenza del carico collegato al circuito. Poi il condensatore scarica, lentamente a zero per rendere massimo il tempo di scarica, può essere usato un voltage follower che isoli l'uscita del rivelatore da qualsiasi carico esterno
(fig. 5-8).

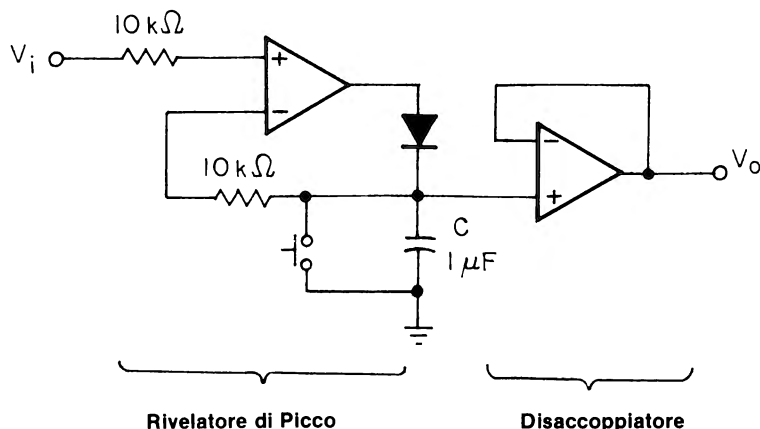



Figura 5-8. Rivelatore di picco con disaccoppiatore.

Cortocircuitando il condensatore a massa, l'uscita si porterà a zero.

RADDRIZZATORI DI "PRECISIONE"

Quando come raddrizzatore si usa un diodo per ottenere da un segnale in c.a. un segnale pulsante in c.c., il diodo non fa passare corrente finché la caduta di tensione attraverso il diodo non supera i 0,3 volt (diodo al germanio) oppure 0,7 V (diodo al silicio). Di conseguenza, i diodi non sono adatti per raddrizzare piccoli segnali.

Il raddrizzatore a semi-onda, mostrato in fig. 5-9, si presta invece a raddrizzare anche piccoli segnali in ingresso. Quando il segnale di ingresso è positivo, tutta la corrente nell'anello di reazione passa attraverso D_1 e la tensione di uscita del circuito sarà zero. Quando il segnale di ingresso è negativo la corrente nell'anello di reazione passa attraverso i diodi D_1 e D_2, in modo che la tensione di ingresso, che risulta invertita attraverso R_2, viene riportata pari pari sull'uscita. Dato che l'amp op ha un guadagno elevato, un segnale negativo in ingresso, anche molto piccolo, è sufficiente per far condurre D_2. Per questa ragione, questo circuito si indica spesso come raddrizzatore a semionda "di precisione".

Si ha un raddrizzatore "di precisone" *a onda intera*, quando si sommano le tensioni di ingresso e di uscita del raddrizzatore, (fig. 5-10).

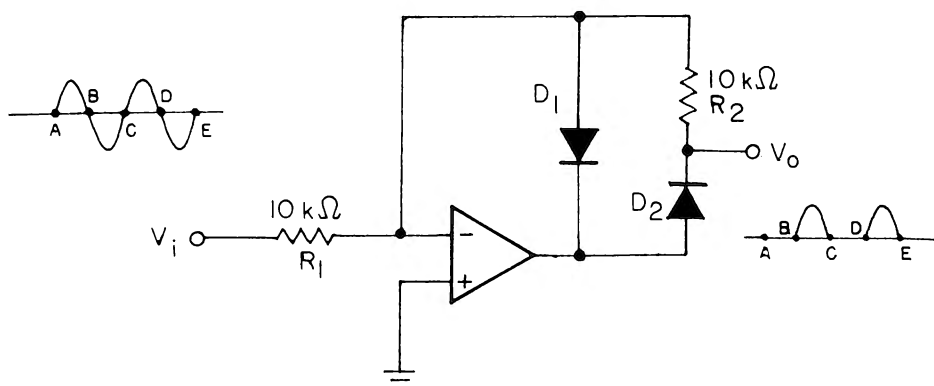



Figura 5-9. Raddrizzatore di "precisione" a semi-onda.

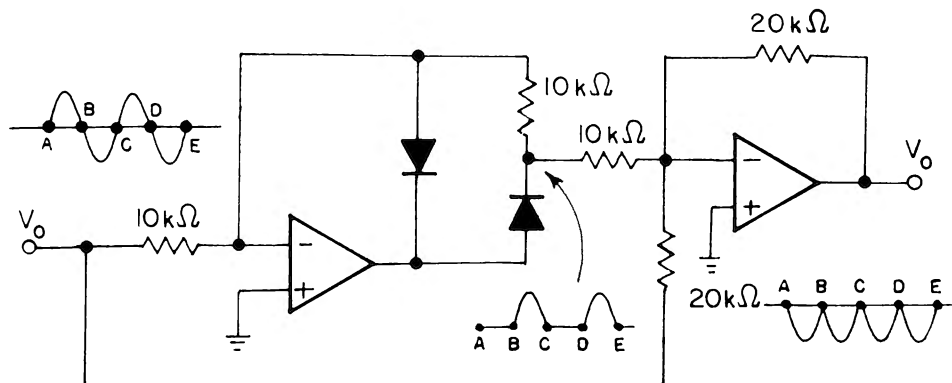



Figura 5-10. Raddrizzatore "di precisione" a onda intera.

AMPLIFICATORI LOGARITMICI

Un amplificatore logaritmico ha una tensione di uscita proporzionale al *logaritmo* del segnale in ingresso, ovvero

$$V_o \alpha \log V_i \qquad (5\text{-}1)$$

Un amplificatore logaritmico, per funzionare bene, deve avere il suo elemento non lineare, diodo o transistore, con funzione logaritmica. Per un diodo, la caduta di tensione sui suoi capi (V_D) in funzione della corrente che lo attraversa è essenzialmente data dalla relazione

$$V_D = A \log (I) \qquad (5\text{-}2)$$

ove la costante A è data dalle proprietà fisiche del diodo.

Per la realizzazione di amplificatori logaritmici pratici, si preferisce utilizzare in genere dei transistori piuttosto che dei diodi, come è evidenziato nello schema del circuito di un *amplificatore logaritmico e transdiodo* (fig. 5-11), che usa un transistore *NPN con base* a

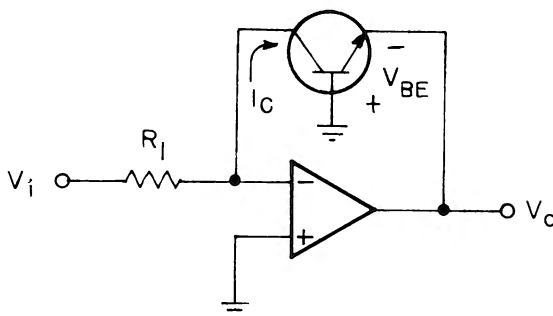



Figura 5-11. L'amplificatore logaritmico a transdiodo.

massa interno all'anello di reazione quando in ingresso si ha un segale positivo.

Tale amplificatore logaritmico opera secondo l'equazione 5-2, dove la caduta di tensione sul diodo è sostituita dalla tensione di giunzione base-emettitore del transistore, e la corrente è quella di collettore del transistore in modo che:

$$V_{BE} = A \log (I_C) \qquad (5\text{-}3)$$

Dal circuito rappresentato nella fig. 5-11, sviluppiamo il circuito meno teorico di fig. 5-12. * Il condensatore attraverso il transistore NPN serve a ridurre il guadagno in c.a., mentre il diodo protegge il transistore contro eccessive tensioni inverse base-

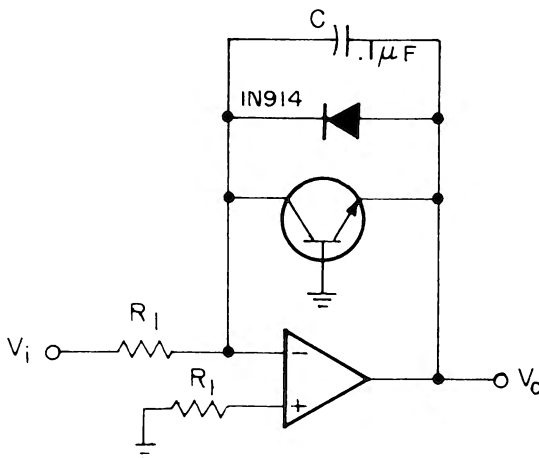



Figura 5-12. Amplificatore logaritmico migliorato.

emettitore. Il resistore R_1 è generalmente definito dalla coppia di disuguaglianze

$$R_1 \geq \frac{(V_i)_{max}}{(I_C)_{max}} \qquad (5\text{-}4)$$

e

$$R_1 \leq \frac{(V_i)_{min}}{\text{corrente di polarizzazione all'ingresso dell'amp op}} \qquad (5\text{-}5)$$

Esempio:

Progettate un amplificatore logaritmico usando il circuito della fig. 5-12, per una tensione di ingresso che può variare da 1 mV a 10 V. Assumete che la corrente di polarizzazione di ingresso all'amp op (per esempio 741) sia 80 nA e la massima corrente di collettore sia 1 mA.

Con un ingresso massimo di 10 V, usando l'equazione 5-4, otteniamo il valore minimo.

---

* Lenk J. O. *Manual for Operational Amplifier Users.* Reston Publishing Co., Inc., 1976, pagg. 193-7

per R_1:

$$R_1 \geq \frac{10\ V}{1\ mA}$$

$$\geq 10\ k\Omega$$

Usando l'equazione 5-5, determiniamo il valore massimo per R_1:

$$R_1 \leq \frac{1\ mV}{80\ nA}$$

$$\leq 12{,}5\ k\Omega$$

Di conseguenza, R_1 deve essere compreso tra 10 kΩ e 12,5 kΩ.

Gli amplificatori logaritmici devono avere dei dispositivi per eliminare la piccola tensione di offset c.c. di ingresso, che verrebbe pure convertita logaritmicamente. Se usate un amp op 709, che non prevede una compensazione esterna dell'offset come si ha invece nel 741, per l'esempio appena descritto potete usare il circuito della fig. 5-13.

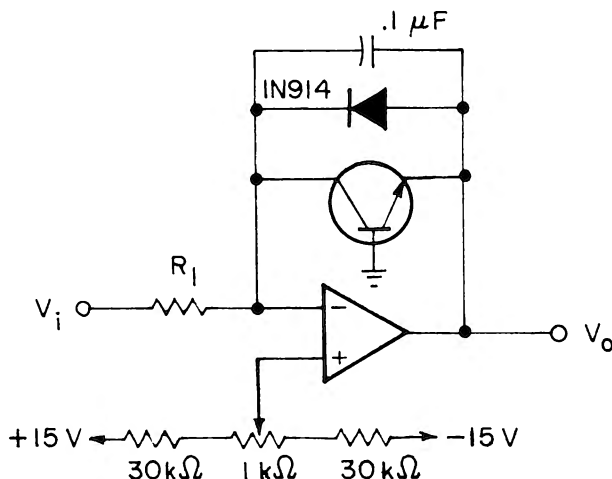



Figura 5-13. Circuito per la eliminazione dell'offset per amplificatori logaritmici.

Scambiando le posizioni degli elementi di ingresso e di reazione del circuito logaritmico fondamentale della fig. 5-12, abbiamo un amplificatore *anti-logaritmico*, ovvero *un amplificatore logaritmico* ed il circuito anti-logaritmico, possiamo moltiplicare o dividere tensioni di ingresso.

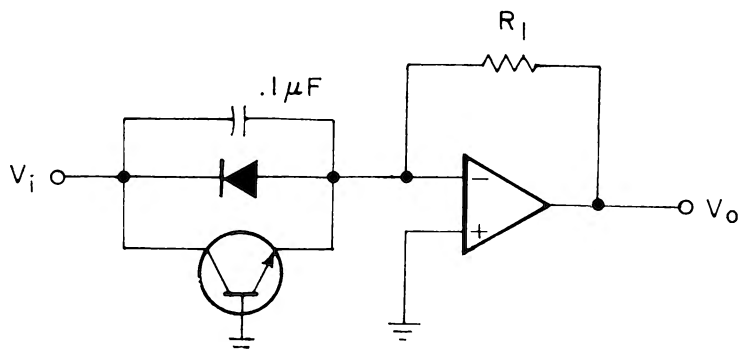



Figura 5-14. Amplificatore anti-logaritmico.

Ricordiamo dalla trigonometria due relazioni logaritmiche fondamentali:

$$\log (AB) = \log A + \log B \tag{5-6}$$

e

$$\log (A/B) = \log A - \log B \tag{5-7}$$

Sommando i logaritmi delle due tensioni di ingresso A e B, e usando in uscita un circuito antilogaritmico, otteniamo il prodotto A e B (fig. 5-15). Se al posto di un amplificatore sommatore, si usa un amplificatore delle differenze (sottrattore analogico), il circuito della fig. 5-16 serve a dare il quoziente A/B.

Tutti i circuiti di questo Capitolo impiegano transistori per fornire le necessarie caratteristiche logaritmiche. Tuttavia, non tutti i transistori danno adeguate caratteristiche logaritmiche e la loro risposta è legata inoltre alla temperatura ambiente. Per queste ed altre ragioni che vanno al di là degli scopi di questo libro *, dovreste

---

* Un buon articolo sugli amplificatori logaritmici è quello di Sheingold, D. e Pouliot, F. "The Hows and Whys of Amp log "*Electronic Design*", February 1, 1974, pag. 52-9.

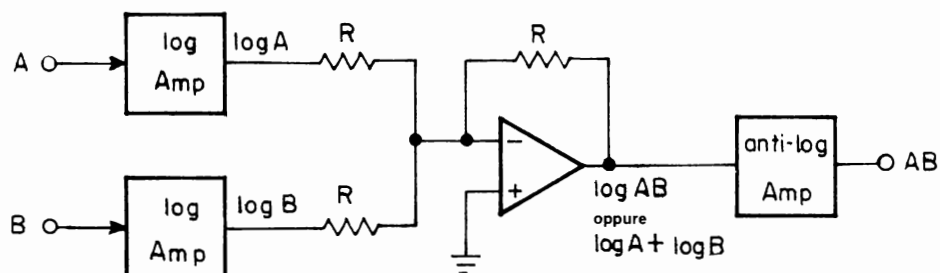



Figura 5-15. La moltiplicazione di due segnali in ingresso usando amplificatori logaritmici ed antilogaritmici.

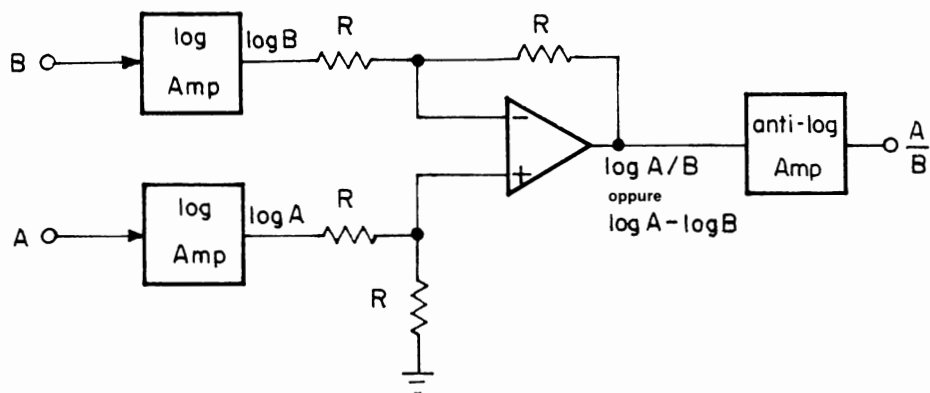



Figura 5-16. La divisione di due segnali in ingresso, usando amplificatori logaritmici e anti-logaritmici

considerare seriamente l'uso dei moduli logaritmici commerciali come il modello 755 realizzato dalla "Analog Devices", progettato appositamente per tale utilizzo.

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

Gli esperimenti di questo Capitolo vi introducono alla progettazione e vi presentano il modo di operare di alcuni circuiti non lineari realizzati con amp op. Si tratta di applicazioni in cui il segnale di uscita non è sinusoidale oppure in cui la tensione d'uscita si avvicina alla massima escursione positiva e/o negativa.

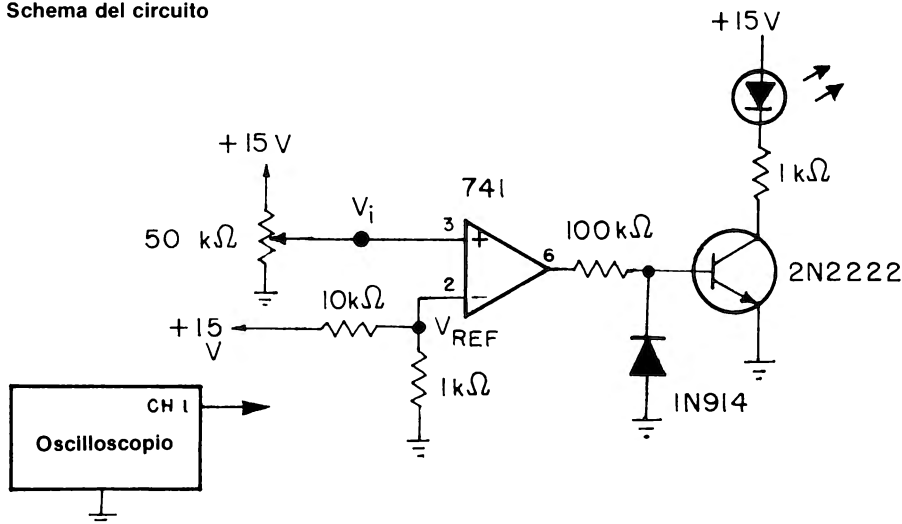
Gli esperimenti che eseguirete, possono essere così sintetizzati:

Esperimento N.	Scopo
1	Funzionamento di un semplice comparatore non invertente con indicatore LED.
2	Funzionamento di un comparatore utilizzato come convertitore onda sinusoidale-onda quadra.
3	Funzionamento di un comparatore a finestra.
4	Funzionamento di un raddrizzatore "di precisione" di semi-onda.
5	Funzionamento di un raddrizzatore "dì precisione" a onda intera.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un semplice comparatore non invertente, usando un amp op 741 e un circuito indicatore LED.

Schema del circuito

Formule di progetto

Quando: $V_i < V_{REF}$, $V_o = - V_{SAT}$ (LED spento)

$V_i > V_{REF}$, $V_o = + V_{SAT}$ (LED acceso)

Passo 1

Le regolazioni sull'oscilloscopio dipendono dalla tensione di alimentazione che userete. Con un'alimentazione ± 15 V, predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 1 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Se usate un'alimentazione di ± 6 V, dovrete scegliere per il Canale 1 una sensibilità maggiore, per es. 0,5 V per divisione.

Passo 2

Cablate il circuito rappresentato nello schema, assicurate che il transistore *NPN* e il diodo 1 N 914 siano collegati correttamente. A controllo avvenuto, alimentate il breadboa, d.

Passo 3

A seconda del posizionamento del potenziometro il LED può o non può accendersi quando inserite l'alimentazione. Se il LED è illuminato, girate il potenziometro oltre il punto in cui si spegne.

Passo 4

Con la sonda dell'oscilloscopio misurate la tensione al punto di giunzione del resistore 10 kΩ e 1 kΩ (piedino 2 dell'amplificatore operazionale 741) e annotate il risultato

V_{REF} = —————— V

Questo è il valore della tensione di riferimento del comparatore; esso dipenderà dalla tensione di alimentazione usata. Con un'alimentazione ± 15 V, sarà di circa 1,4 V; con un'alimentazione di ± 6 V, sarà di circa 0,5 V.

Passo 5

Ora posizionate la sonda dell'oscilloscopio sul piedino 3 (l'ingresso non invertente dell'amp op 741). Mentre osservate il LED, variate il potenziometro fino al punto in cui si accende il LED. Misurate la tensione al piedino 3 e annotate il risultato.

(V_i) LED acceso = —————— V

Confrontate questo valore con quello determinato nel passo 4.

I due valori dovrebbero essere uguali. Quando la tensione di ingresso (V_i) supera la tensione di riferimento (V_{REF}) applicata all'ingresso invertente dell'amp op, l'uscita dell'amp op passa dal suo *valore di saturazione negativa* (normalmente di circa 1,4 volt minore della tensione negativa di alimentazione) alla tensione di saturazione positiva. Con un'alimentazione di ± 15 V, ciò corrisponde a passare da circa − 13 a + 13 V. Transistore e circuito LED sono stati aggiunti al comparatore per poter rilevare visivamente se la tensione di ingresso ha o non ha superato la tensione di riferimento.

Passo 6

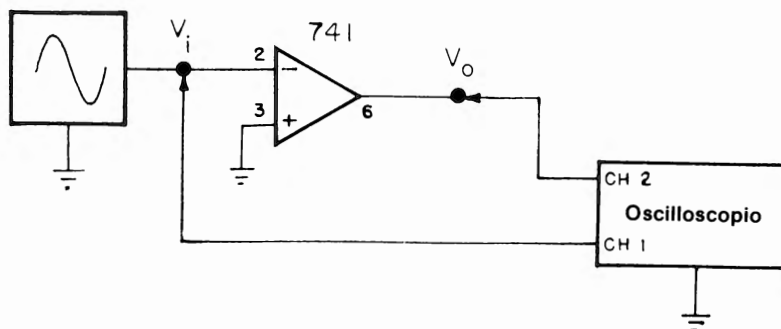
Escludete l'alimentazione del breadboard. Verificate l'operazione del comparatore non invertente, variando il resistore R_1 e ripetete l'esperimento dal passo 3 al passo 5, con i valori indicati nella seguente tabella:

R_1	V_{REF} misurata	(V_i) LED acceso misurata
1 kΩ		
2,2 kΩ		
5,6 kΩ		

ESPERIMENTO N.2

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un comparatore realizzato con operazionale utilizzato per convertire un'onda sinusoidale in un'onda quadra, usando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

Quando $V_i < 0$, $V_o \simeq + V_{SAT}$

$V_i > 0$, $V_o \simeq - V_{SAT}$

posto $V_{REF} = 0$

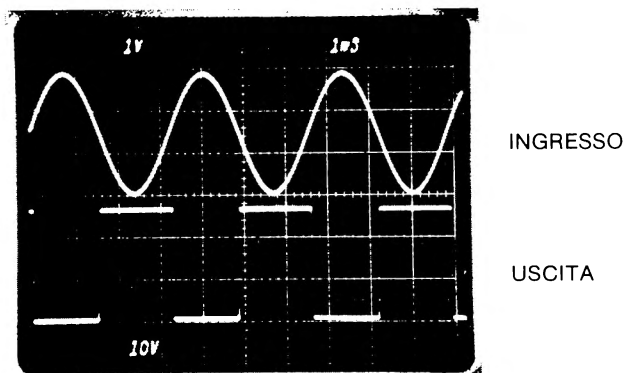
Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 1 V per divisione
- Canale 2: 10 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c;

Passo 2

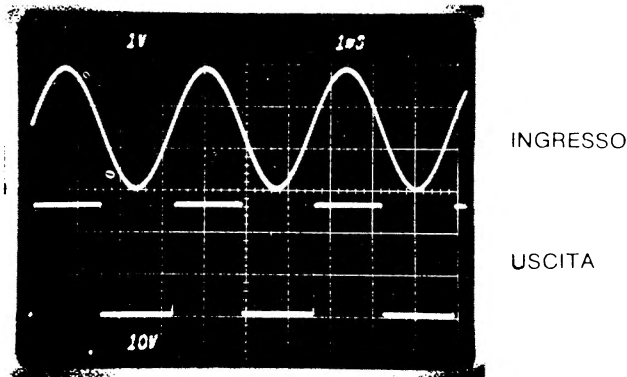
Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e regolate la tensione di ingresso da picco a picco a 3 volt. Regolate inoltre la frequenza di ingresso in modo tale da avere 3 periodi completi sulle 10 divisioni orizzontali (300 Hz). Verificate la polarità della tensione di uscita quando il segnale di ingresso è positivo e quando è negativo.

Quando il segnale di ingresso è applicato all'ingresso invertente dell'amp op, il segno del segnale di uscita sarà opposto rispetto all'ingresso. L'uscita in questo caso sarà un'onda quadra, sfasata di 180° rispetto all'ingresso sinusoidale. Questo tipo di circuito, di conseguenza, è chiamato *comparatore invertente.* Dato che la tensione di riferimento è zero (l'ingresso non invertente è collegato a massa), l'uscita diventa subito negativa quando il segnale di ingresso è positivo, come mostrato in figura.

Passo 3

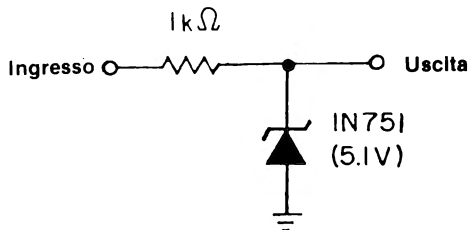
Togliete l'alimentazione al breadboard. Invertite i collegamenti di ingresso dell'amp op, in modo che il segnale di ingresso ad onda sinusoidale sia applicato all'ingresso non invertente, e l'ingresso invertente sia collegato a massa.

Passo 4

Rialimentate il breadboard. La tensione di ingresso da picco a picco è tuttora di 3 volt con una frequenza di 300 Hz. Osservate se c'e differenza di funzionamento tra questo comparatore e quello usato nei passi 1 e 2.

In questo comparatore, l'onda quadra di uscita ha la stessa polarità dell'onda sinusoidale di ingresso:

Questo circuito di conseguenza è chiamato "*comparatore non invertente*". *Esso è identico all'amplificatore non invertente, salvo che l'uscita è un'onda quadra.*

Passo 5

Togliete nuovamente l'alimentazione al breadboard. Collegate il circuito rappresentato qui sotto all'uscita del comparatore non invertente. Questo tipo di interfaccia è usata quando la tensione di uscita del comparatore è maggiore di quella desiderata per un certo tipo di applicazione.

Con questo diodo Zener (5,1 V) si può collegare questo comparatore a un circuito integrato TTL (+ 5 V di alimentazione).

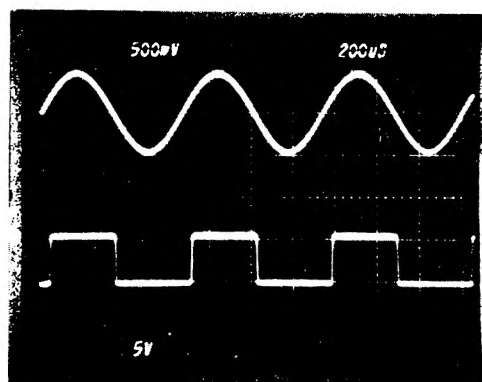
Passo 6

Alimentate il breadboard. Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0,5 V per divisione
- Canale 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 0,2 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

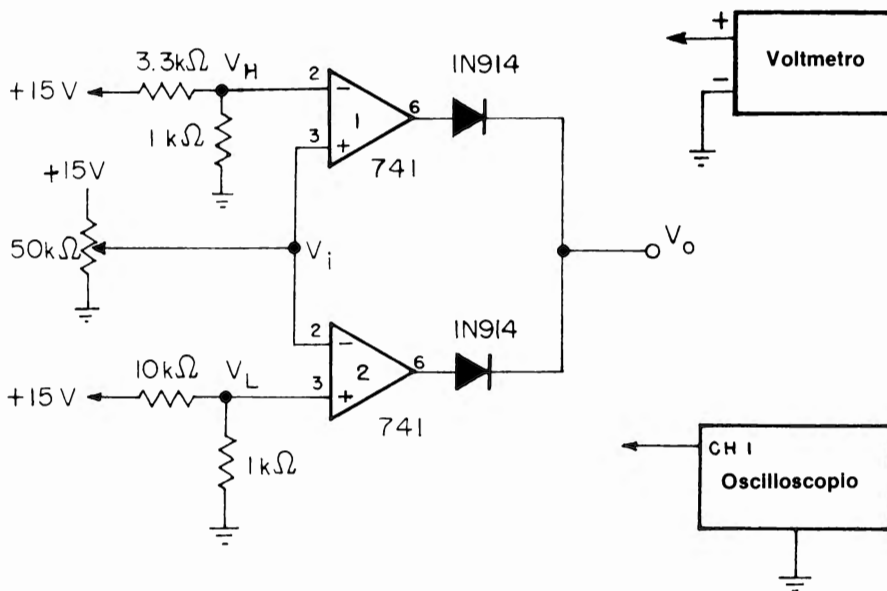
Regolate la tensione di ingresso ad onda sinusoidale a 1 volt da picco a picco e ad una frequenza di circa 1.500 Hz (3 periodi completi sulle 10 divisioni orizzontali). Noterete che la tensione da picco a picco dell'onda quadra di uscita è di circa 5 V, valore caratteristico del diodo di Zener usato. Usando un opportuno diodo Zener, si può limitare la tensione di uscita del comparatore a qualsiasi valore desiderato, in modo del tutto analogo a quello mostrato per un Zener da 5,1 V.

INGRESSO

USCITA (+ 5,1 V)

ESPERIMENTO N. 3

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un comparatore a finestra, usando 2 amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

Quando: $V_L < V_i < V_H$, $V_o = 0$

altrimenti: $V_o = + V_{SAT}$

La regolazione del vostro oscilloscopio dipende dalla tensione di alimentazione che usate. Con un'alimentazione ± 15 V, predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 5,0 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard.

Passo 3

Con il voltmetro (preferibilmente uno di tipo digitale oppure un VTVM), applicato al piedino 2 del primo amp op, misurate la tensione V_H, *tensione di riferimento superiore alla finestra,* e annotate il risultato:

$V_H =$ —————— V

Questo valore, naturalmente, dipenderà dalla tensione di alimentazione. Usando un'alimentazione di ± 15 Volt, esso dovrebbe essere di circa 3,4 V.

Passo 4

Ora misurate la tensione al piedino 3 del secondo amp op, V_L, *tensione di riferimento inferiore alla finestra* e annotate il risultato:

$V_L =$ —————— V

anche questa tensione dipenderà dalla tensione di alimentazione. Con una alimentazione di ± 15 V, essa sarà di circa 1,3 V.

Passo 5

Ora collegate il terminale positivo (+) del voltmetro al punto di giunzione dei piedini 3 e 2 rispettivamente del primo e del secondo amp op. Variate il potenziometro da 50 kΩ in modo che la tensione di ingresso V_i assuma il valore minimo (quasi 0 V). Leggete la tensione di uscita del comparatore a finestra (V_o) sull'oscilloscopio.

Essa dovrebbe essere uguale a + V_{SAT}. Se usate una alimentazione ± 15 volt, sarà all'incirca di + 13 volt. Per altre tensioni di alimentazione, V_{SAT} sarà di circa 1,4 volt inferiore alla tensione di alimentazione. *Quando la tensione di ingresso del comparatore a finestra è minore del valore inferiore di riferimento* V_L, *la tensione di uscita è uguale a* V_{SAT}.

Passo 6

Ora variate lentamente il potenziometro aumentando la tensione di ingresso V_i finché, sullo schermo dell'oscilloscopio, si veda cadere improvvisamente a zero la tensione di uscita. Annotate la tensione di ingresso:

$$(V_i)\ V_o = 0 = \underline{\qquad\qquad}\ V$$

Confrontate questo valore con la tensione ottenuta al passo 4.

Le due tensioni dovrebbero essere circa uguali. *L'uscita del comparatore a finestra sarà zero, quando la tensione di ingresso supera il valore inferiore di riferimento* V_L.

Passo 7

Continuate ad aumentare lentamente la tensione di ingresso fino a quando la tensione di uscita è nuovamente uguale a V_{SAT} (cioé la stessa tensione di uscita misurata al passo 5). Misurate con il voltmetro la tensione di ingresso e annotate il risultato:

$$(V_i)\ V_o = +V_{SAT} = \underline{\qquad\qquad}\ V$$

Confrontate questo valore con la tensione ottenuta al passo 3.

I due valori dovrebbero essere più o meno uguali. L'uscita del comparatore a finestra è uguale alla tensione di saturazione dell'amp op quando la tensione di ingresso supera la tensione di riferimento superiore V_H del comparatore. Il funzionamento fondamentale del comparatore a finestra può quindi essere descritto come segue:

> *La tensione di uscita del comparatore a finestra sarà zero soltanto quando la tensione di ingresso è compresa tra il valore di riferimento inferiore* V_L *ed il valore di riferimento superiore* V_H. *Negli altri casi, se la tensione di uscita è minore di* V_L *o superiore a* V_H, *l'uscita è uguale alla tensione di saturazione dell'amp op.*

La finestra è il campo di tensione tra il valore di riferimento inferiore ed il valore di riferimento superiore. E' opportuno sottolineare che non c'è nulla di "sacro" intorno ai valori numerici di questi due limiti definiti nei passi 3 e 4. Si tratta di valori scelti a caso, con una coppia di resistenze occasionalmente a portata di mano sul tavolo del mio laboratorio.

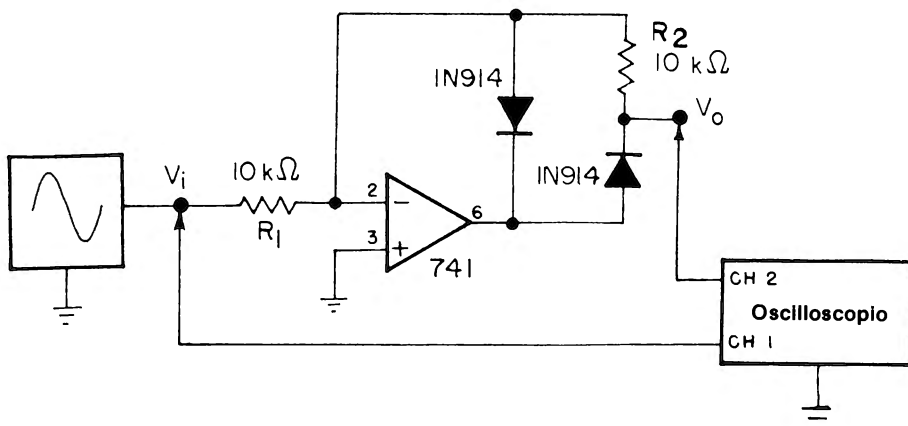
Passo 8

Verificate l'operazione di un comparatore a finestra per diverse tensioni di riferimento. Cambiate per esempio la resistenza da 3,3 kΩ con una da 1 kΩ, e quella da 10 kΩ con una da 4,7 kΩ e ripetete i passi da 1 a 7.

ESPERIMENTO N. 4

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come si opera un raddrizzatore a semi onda di precisione, usando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Tensione di picco in uscita:

$$(V_o)_{picco} = 0 \text{ per } V_i > 0$$

$$= -\frac{R_2}{R_1}(V_i)_{picco}, \text{ per } V_i < 0$$

Passo 1

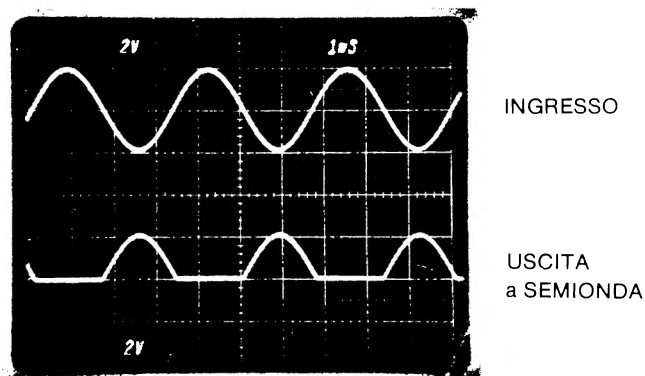
Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 2 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e regolate la tensione di ingresso a 4 V da picco a picco e la frequenza in modo tale da osservare 3 periodi completi (300 Hz).

Passo 3

Sullo schermo dell'oscilloscopio (canale 2) dovreste vedere una forma d'onda che è zero quando il segnale di ingresso è positivo, ed è invece uguale ma opposta alla tensione di ingresso quando quest'ultima è negativa. Dato che il rapporto R_2/R_1 è uguale a 1, la tensione di uscita picco-picco è uguale alla tensione di ingresso di picco (non da picco a picco):

Passo 4

Variate R_1 a 5 kΩ mettendo in parallelo due resistori da 10 kΩ. Verificate se si è modificata la tensione di uscita del circuito.

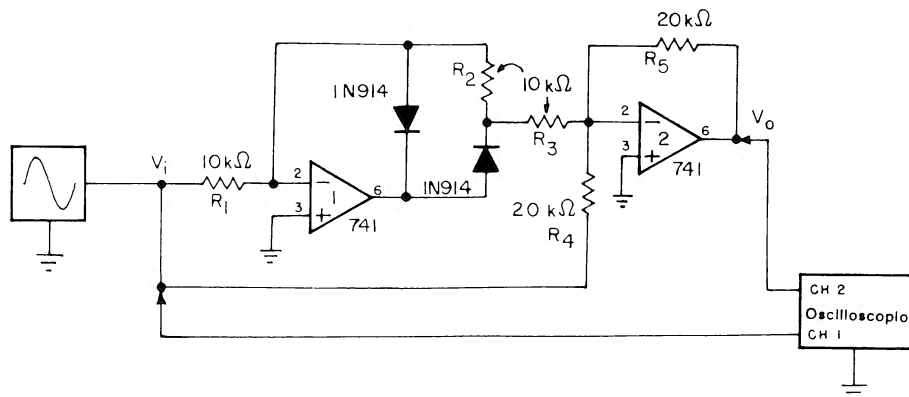
La tensione di picco in uscita ora dovrebbe essere uguale a 4 V ovvero il doppio della tensione di picco in ingresso, dato che il rapporto R_2/R_1 è ora uguale a 2.

Non smontate questo circuito, dato che è parte del circuito del prossimo esperimento.

ESPERIMENTO N. 5

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un raddrizzatore "di precisione" a onda intera, usando due amp op 741. IL raddrizzatore a onda intera con amp op si ottiene combinando la sezione a semi-onda del precedente esperimento con un amplificatore sommatore.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Tensione di picco di uscita

$$(V_o)_{picco} = -(V_i)_{picco}$$

con $R_1 = R_2 = R_3$

$$R_4 = R_5 = 2\,R_1$$

- Frequenza di uscita: due volte la frequenza di ingresso

Passo 1

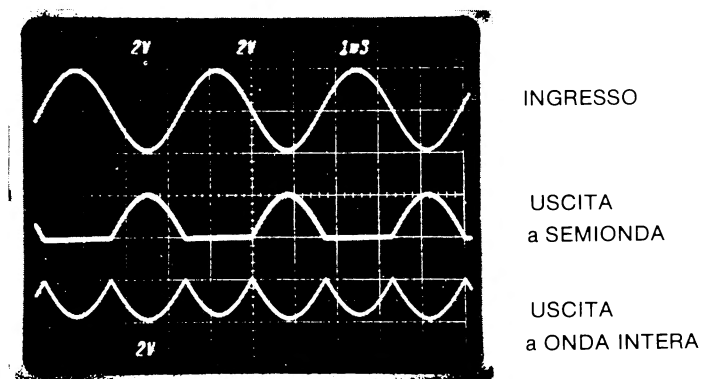
Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 2 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard. Regolate la tensione di ingresso a 4 volt da picco a picco, e la frequenza in modo che si osservino 3 periodi completi (300 Hz).

Passo 3

Sullo schermo dell'oscilloscopio (canale 2) dovreste vedere una forma d'onda che presenta una "gobba" sinusoidale ogni volta che il segnale di ingresso è positivo o negativo rispetto a terra. Se potessimo evidenziare contemporaneamente il segnale d'ingresso ed i segnali di uscita a semi-onda ed a onda intera osserveremmo quanto mostrato in figura:

Quando il segnale in ingresso è positivo, l'uscita del raddrizzatore a semi-onda è nulla. Se a questo punto, il segnale in ingresso e il segnale a semi-onda vengono sommati ad un amplificatore sommatore, l'uscita dal secondo amp op è uguale alla gobba positiva dell'ingresso, ma di polarità negativa. Quando il segnale di ingresso è negativo, l'uscita del raddrizzatore a semi-onda ha una gobba positiva. E quando questa gobba positiva

viene sommata al ciclo negativo dell'ingresso, l'uscita è una gobba simile a quella del precedente semi-periodo. Il segnale di ingresso è amplificato di un fattore 1, mentre il segnale a semi-onda è amplificato di un fattore 2 (20 kΩ/10 kΩ). Come risultato di questo raddrizzamento a onda intera, la frequenza di uscita risulta raddoppiata rispetto a quella d'ingresso.

CAPITOLO 6

GENERATORI DI FORME D'ONDA

INTRODUZIONE

In questo capitolo discuteremo brevemente l'impiego di amp op per generare vari tipi di semplici forme d'onda. E' da tener presente, tuttavia, che esistono oggi vari circuiti integrati che realizzano la stessa funzione.

OBIETTIVI

Alla fine di questo capitolo sarete in grado di fare quanto segue:

- Progettare e costruire circuiti amp op per generare:
    - onde seno/coseno
    - onde triangolari
    - onde quadre
    - onde a gradini

ONDE SINUSOIDALI

L'oscillatore sinusoidale di cui alla fig. 6-1, è indicato anche come oscillatore a *"Ponte di Wien"*. Le combinazioni resistore-condensatore R_1 - C_1 e R_2 - C_2 danno una reazione *positiva* all'amp op, mentre il resistore R_3 e la lampada L_1 danno una reazione *negativa*. La reazione positiva fa si che il circuito abbia un'uscita sinusoidale. La frequenza di oscillazione è data da:

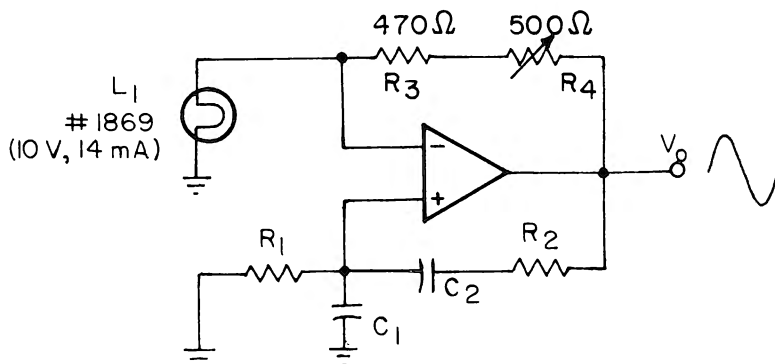



Figura 6-1. Oscillatore sinusoidale "Ponte di Wien".

$$f_o = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \qquad (6\text{-}1)$$

ove

$$R_1 = R_2$$

$$C_1 = C_2$$

La lampada contribuisce a regolare l'intensità della reazione negativa, stabilizzando l'ampiezza dell'uscita sinusoidale. I resistori R_3 e R_4 servono a controllare le tolleranze della lampada, in modo che questa combinazione in serie equivale approssimativamente a 750 Ω. Come discusso nel libro di Jung *"IC Op Amp Cookbook"*, il valore di R_1 dipende dal tipo di amp op usato, (tabella 6-1).

Tabella 6-1

R_1	Amp-Op
⩾ 1 MΩ	108, 1556, 8007
⩽ 1 MΩ	118, 107, 741

f_o	Amp-Op
⩾ 1 kHz	118, 1556, 8007
⩽ 1 kHz	107, 108, 741, 1556, 8007

Un altro oscillatore sinusoidale di uso comune è l'oscillatore *"a doppio T"*, o oscillatore "integratore doppio", riprodotto in figura 6-2 *. La frequenza di oscillazione per questo circuito è data da:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (6\text{-}2)$$

ed il resistore variabile R_2 viene regolato in modo tale da far oscillare il circuito. Per essere sicuri che questo circuito una volta alimentato, oscilli immediatamente, R_2 è due volte R e R_1 circa 10 volte R_2.

---

* Prensky, S.D. *"Manual of Linear Integrated Circuits"*. Reston: Reston Publishing Co., Inc. 1974, pagg. 75.

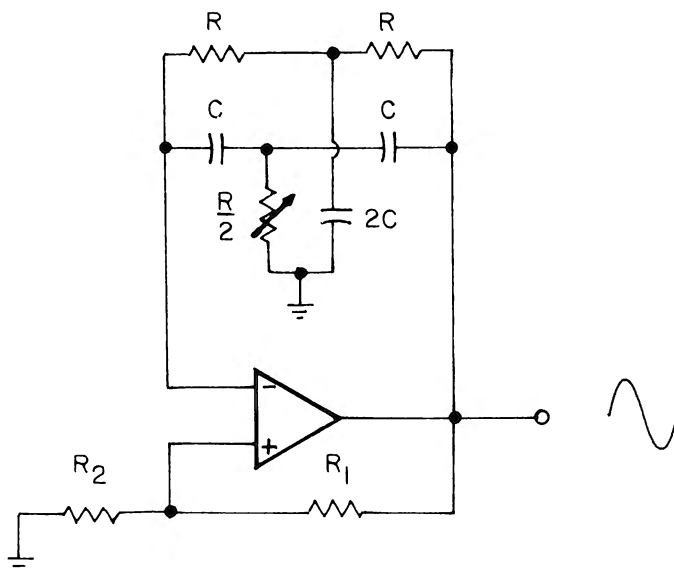



Figura 6-2. Oscillatore sinusoidale "a doppio T".

Esempio:

Progettare un oscillatore sinusoidale da 500 Hz, usando il circuito della fig. 6-2.

Per esempio, prendendo C = 0,047 μF, dall'equazione 6-2 si ottiene

$$R_1 = \frac{1}{2\pi fC}$$

$$= \frac{1}{(6{,}28)\ (500\ \text{Hz})\ (0{,}047\ \mu\text{F})}$$

$$= 6{,}775\ \Omega\ \text{(arrotondato, 6,8 k}\Omega\text{)}$$

Il condensato 2 C è costituito allora in 2 condensatori da 0,047 μF collegati *in parallelo*. Dato che il resistore R_2 vale circa 3,4 kΩ, possiamo usare un potenziometro da 5 kΩ. Per completare la progettazione, si assume il resistore R_2 doppio di R, ovvero di 13,6 kΩ, in modo da poter usare due resistori da 6,8 kΩ collegati *in serie*. Inoltre R_1 è circa 10 volte maggiore di R_2, ovvero 136 kΩ, per cui si può usare un resistore da 130 kΩ. Il progetto completo dell'oscillatore "a doppio T" è riprodotto nella fig. 6-3.

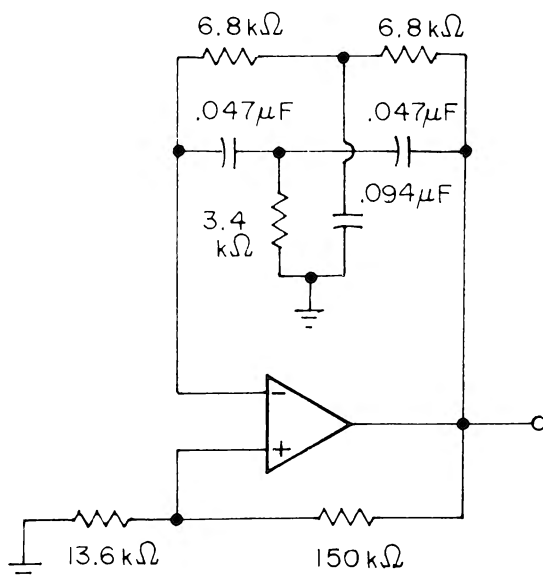



Figura 6-3.

OSCILLATORE SENO-COSENO

Se integriamo o deriviamo un'onda sinusoidale, come descritto nel capitolo 3, possiamo generare un'onda cosinusoidale (cioé un'onda sinusoidale sfasata di 90°). Tuttavia se usiamo un amp op con alimentazione doppia come il 747 oppure il 5558, con ambedue le sezioni collegate come integratori (vedi fig. 6-4), possiamo generare

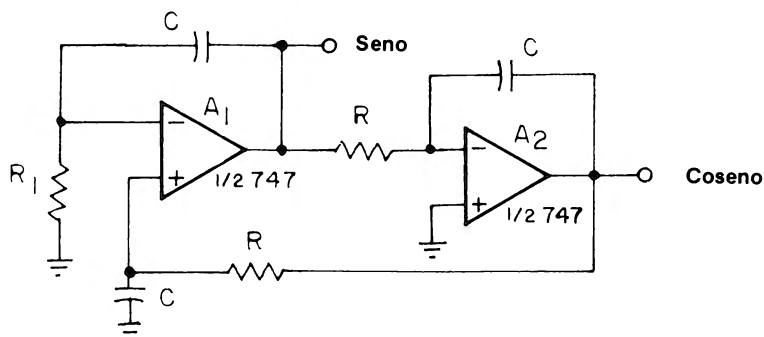



Figura 6-4. Oscillatore seno/coseno (di quadratura).

contemporaneamente un'uscita sinusoidale e una cosinusoidale. Un circuito del genere è chiamato anche *oscillatore di quadratora.*

La frequenza di uscita è data da:

$$f_o = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (6\text{-}3)$$

Si prende il resistore R_1 leggermente minore di R, in modo da essere sicuri che l'oscillatore, una volta alimentato, inneschi subito. Normalmente al secondo amp op A_2 si applica un circuito limitatore, come evidenziato nello schema parziale della fig. 6-5, per controllare l'ampiezza dell'uscita cosinusoidale con la tensione di Zener, $\pm$ Vz.

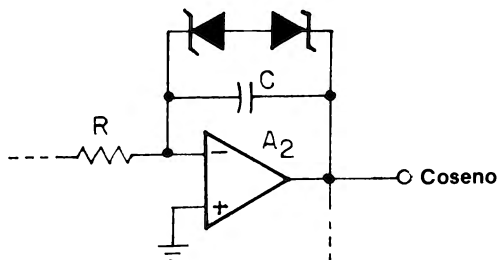



Figura 6-5. Circuito limitatore con diodo di Zener.

La tabella 6-2 elenca i tipi comuni di diodi Zener con la loro relativa tensione di Zener.

Tabella 6-2

Diodo Zener	Vz
1N746	3,3 V
1N751	5,1
1N4734	5,6
1N4735	6,2
1N4736	6,8
1N5236	7,5
1N4738	8,2
1N757	9,0
1N4742	12,0

GENERATORI DI ONDA QUADRA E DI ONDA TRIANGOLARE

Il generatore fondamentale di onde quadre, (fig. 6-6) è chiamato anche *"oscillatore a rilassamento"*, dato che il circuito oscilla senza segnale esterno. L'uscita viene riportata

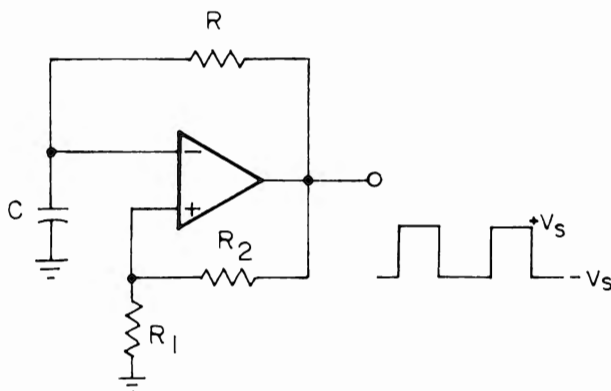



Figura 6-6. Generatore di onda quadra.

ad ambedue gli ingressi, in modo che la frequenza di uscita è derminata dal tempo di carica e di scarica del condensatore C attraverso R, in modo che:

$$f_o \simeq \frac{1}{2RC\ 1n\left(\frac{2R_1}{R_2}+1\right)} \tag{6-4}$$

i resistori R_1 e R_2 vengono scelti in modo che R_1 sia approssimativamente 1/3 R e R_2 da 2 a 10 volte R_1.

Un altro oscillatore che genera onde quadre, e contemporaneamente onde triangolari, è riprodotto nella fig. 6-7. L'amp op A_2 è cablato da integratore, mentre A_1 è cablato

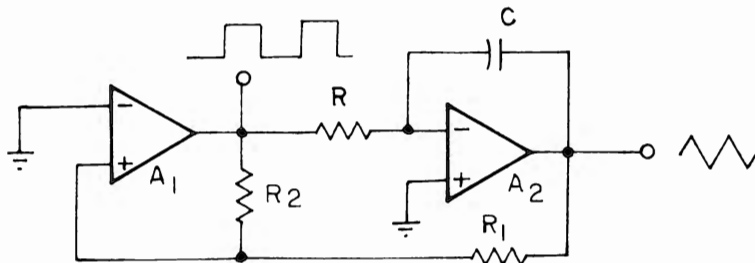



Figura 6-7. Generatore di onde quadre/triangolari.

essenzialmente da comparatore, con tensione di riferimento nulla.

L'ampiezza dell'onda quadra è determinata dall'escursione dell'uscita di A_1 mentre l'ampiezza di quella triangolare è determinata dal rapporto R_1/R_2. Per ambedue le forme d'onda, la frequenza di oscillazione è data da:

$$f_o = \frac{1}{4RC} \left(\frac{R_2}{R_1} \right) \qquad (6\text{-}5)$$

Con il progresso della tecnologia dei dispositivi a stato solido, oggi, per progettare generatori di forme d'onda, si usano comunemente circuiti integrati realizzati appositamente. Ci sono per esempio due chip che generano forme di onda sinusoidali, quadre e triangolari con frequenze variabili. Uno è l'8038, realizzato dall'Intersil, e l'altro è l'XR - 2206, dell'Exar.

Un altro chip di uso comune è il timer 555, capace di generare onde quadre con frequenze variabili e con periodo regolabile. Con alcune aggiunte esterne al circuito è possibile anche generare forme d'onda triangolari e sinusoidali come spiegato più dettagliatamente nel libro "Il Timer 555".*

GENERATORE DI RAMPA A GRADINI

Nella fig. 6-8 abbiamo un circuito generatore lineare di *rampa gradini*. Un'onda quadra di ingresso, con una tensione da picco a picco V_i, carica il condensatore C_1, con una carica

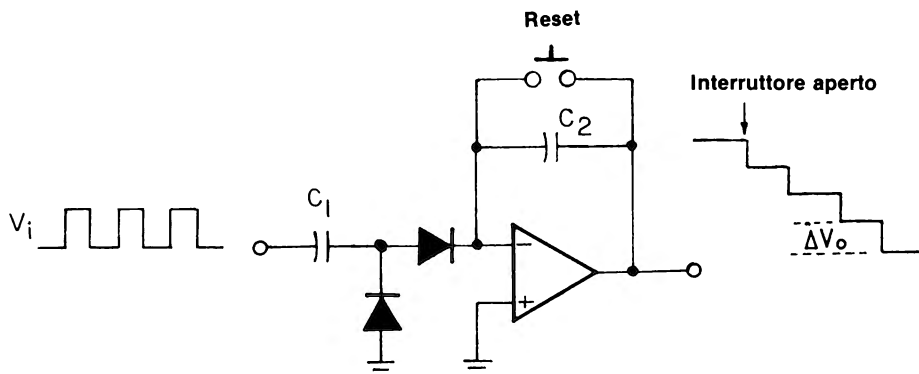



Figura 6-8. Generatore di rampa a gradini.

---

* Berlin, H. M. Il Timer 555. Funzionamento, Applicazioni ed Esperimenti. Jackson Italiana Editrice - Piazzale Massari, 22 - Milano

uguale a

$$Q = C\,V_c$$

$$= C_1\,(V_i - 0{,}7) \qquad (6\text{-}6)$$

Quando l'interruttore in parallelo a C_2 è aperto, il condensatore C_2 è caricato da ciascun ciclo di ingresso di gradini di tensione uguali $\Delta\, V_o$, tali che

$$\Delta V_o = (V_i - 1{,}4)\ \frac{C_1}{C_2} \qquad (6\text{-}7)$$

La massima ampiezza della rampa, che è negativa perché il segnale di ingresso èapplicato all'ingresso invertente dell'amp op, è determinata dalla tensione di alimentazione.

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

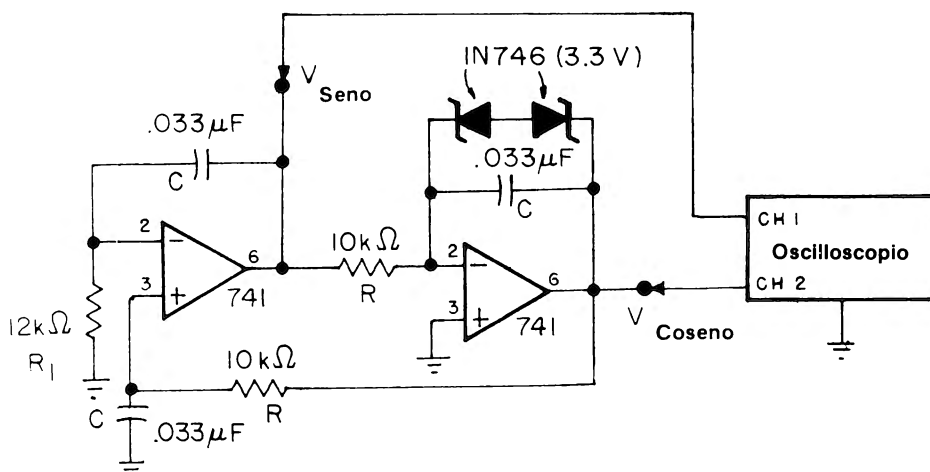
Gli esperimenti di questo Capitolo sono previsti per mostrare come si usa un amp op per generare vari tipi di forme d'onda periodiche. Anche se attualmente esistono circuiti integrati progettati allo scopo, questi esperimenti sono comunque intesi a dimostrare la versatilità dell'amp op. Gli esperimenti che eseguirete possono essere riepilogati come segue:

Esperimento N.	Scopo
1	Progettazione e funzionamento di un oscillatore seno/coseno (di quadratura) con circuito limitatore con diodi Zener.
2	Progettazione e funzionamento di un oscillatore a onda quadra (oscillatore a rilassamento).
3	Progettazione e funzionamento di un oscillatore composito onde quadre onde triangolari.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un oscillatore seno/coseno (oscillatore di quadratura), impiegando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Frequenza di oscillazione: $f_o = \dfrac{1}{2\pi RC}$

  ove $R_1 < R$

- Uscita picco-picco: $V_o\ (p - p) = V_Z$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 1 V per divisione
- Base dei tempi: 0,5 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Controllate la polarità dei due diodi Zener. Alimentate il breadboard e posizionate la traccia del canale 1 sopra quella del canale 2. Misurate per ciascuna traccia la frequenza di oscillazione.

La frequenza della traccia del Canale 1 è esattamente uguale a quella del Canale 2. La frequenza calcolata, usando i componenti indicati nello schema del circuito è di 482 Hz. Da parte mia, quando ho eseguito questo esperimento ho misurato una frequenza di 370 Hz.

Passo 3

Confrontate la forma d'onda sul Canale 1 con quella sul Canale 2.

Come vedete in figura, il segnale sul Canale 1 è sfasata di 90° rispetto a quello sul Canale 2; per il resto hanno la stessa forma. Il Canale 1 corrisponde all'uscita *sinusoidale*, mentre il Canale 2 a quella *cosinusoidale*.

Passo 4

Misurate la tensione da picco a picco dell'*onda cosinusoidale* (Canale 2). Tenendo conto che si impiegano diodi Zener da 3,3 volt, verificate se la tensione da picco a picco corrisponde all'incirca alla caratteristica del diodo.

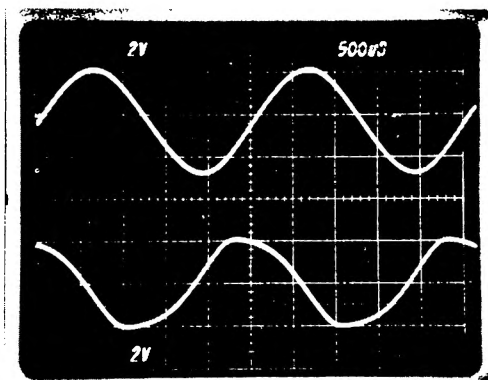
Passo 5

Togliete l'alimentazione del breadboard. Ora cambiate il resistore R_1 a 8,2 kΩ. Alimentate il breadboard; osservate la forma dell'onda *cosinusoidale*.

Come vedete in figura, in questo caso, l'onda cosinusoidale è deformata rispetto alla traccia del passo 3.

Passo 6

Misurate la frequenza di uscita e confrontatela con il valore misurato al passo 2.

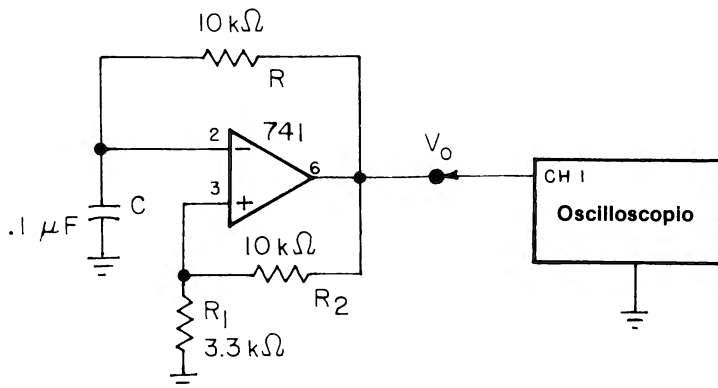
Nel nostro caso la frequenza di uscita è ora 392 Hz, ovvero di 22 Hz maggiore che nel passo 2. Non sappiamo dare spiegazione per questa differenza, dato che R_1 non è una grandezza da cui la frequenza dipenda (v. Formule di Progetto). Avrete anche notato che originariamente abbiamo usato un valore per R_1 che era maggiore del resistore da 10 kΩ determinate la frequenza, contraddicendo così la formula di progetto. Con questo valore maggiore abbiamo ottenuto un'onda sinudale più pulita. Anche per questo fatto non possiamo offrirvi alcuna spiegazione. Vi propongo, quindi, di determinare sperimentalmente il miglior valore per R_1 per ottenere all'uscita del secondo amplificatore operazionale un'onda cosinusoidale senza distorsione, usando solo come punto di partenza i criteri di progettazione ricavabili nelle "Formule di Progetto".

USCITA SINUSOIDALE

USCITA COSINUSOIDALE

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un oscillatore a onda quadra (oscillatore a rilassamento), impiegando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Frequenza di oscillazione: $f_0 \simeq \dfrac{1}{2RC \ln\left(\dfrac{2R_1}{R_2} + 1\right)}$

ove $R_1 \simeq \dfrac{R}{3}$

$R_2 =$ da 2 a 10 R_1

Passo 1

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 5 V per divisione (per tensione di alimentazione ± 15 V);

  2 V per divisione (per tensione di alimentazione ± 6 V).
- Base dei tempi: 0,2 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

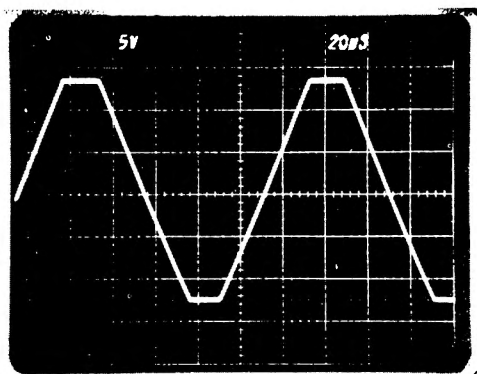
Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard. Dovreste vedere un'onda quadra. Misurate la frequenza di oscillazione.

Con una tolleranza del 10% dovreste aver misurato una frequenza vicina a 987 Hz. Nel mio esperimento è risultata una frequenza di 909 Hz.

Passo 3

Escludete l'alimentazione dal breadboard. Cambiate il condensatore C a 0,0047 μF e la base dei tempi dell'oscilloscopio a 50 μs per divisione. Alimentate il breadboard. Osservate la forma dell'onda d'uscita.

L'onda d'uscita dovrebbe assomigliare ad un'onda triangolare con i picchi negativi e positivi appiattivi, come evidenziato in figura.

A causa dello slew rate dell'amp op 741 (valore tipico 0,5 V/μsec), l'onda quadra di uscita si deforma. Con il condensatore da 0,0047 μF usato, la frequenza di uscita dovrebbe aggirarsi intorno a 21 Hz, che per l'amp op 741 è oltre i valori nominali dati dal fabbricante.

Passo 4

Misurate, il più accuratamente possibile, il tempo che il segnale d'uscita impiega per

passare dalla massima tensione negativa alla massima tensione positiva. Annotate sia il tempo misurato che l'escursione dell'uscita da picco a picco:

tempo = ______________ μs

tensione = ______________ V

Passo 5

Dai due valori misurati al passo 4, determinate lo slew rate dell'amp op 741 secondo l'espressione

$$\text{slew rate} = \frac{\text{tensione}}{\text{tempo}}$$

= ______________ V/μs

Confrontate il valore da voi ottenuto con il valore dichiarato dal costruttore.

Nel mio esperimento è risultato un tempo di 42 μs per un'escursione di uscita di 26 V, da cui si ottiene uno slew rate di 0,62 V/μs, rispetto a un valore tipico di 0,5 V/μs.

Passo 6 (facoltativo)

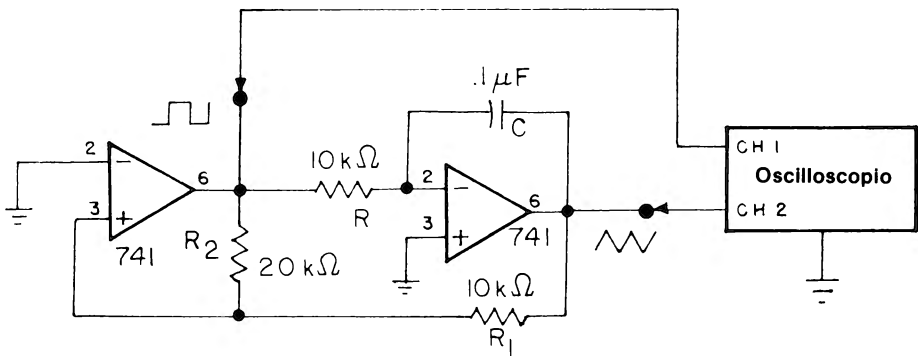
Se avete un amp op con un altro slew rate, come il LM 318 (70 V/μsec), togliete l'alimentazione dal breadboard e usate questo amp op al posto del 741 (i collegamenti dei piedini sono gli stessi). Alimentate il breadboard. Confrontate la forma d'onda con quella ottenuta nel passo 3.

Dovrebbe apparire un'onda quadra; in effetti per questo tipo di circuito, solo l'impiego di un amp op con uno slew rate alto può garantire buoni risultati.

ESPERIMENTO N. 3

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un generatore composito di onde triangolari e quadre, impiegando 2 amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Frequenza di oscillazione: $f_o = \frac{1}{4RC} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)$

- Data l'uscita ad onda quadra da picco a picco $(V_S)_{p\text{-}p}$, l'uscita ad onda triangolare da picco a picco è

  $(V_T)_{p\text{-}p} = V_S \frac{R_1}{R_2}$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 5 V per divisione (con alimentazione $\pm$ 15 V)

  2 V per divisione (con alimentazione $\pm$ 6 V)

- Canale 2: 2 V per divisione (con alimentazione ± 15 V)

  1 V per divisione (con alimentazione ± 6 V)

- Base dei tempi: 1 ms per divisione

- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard. Dovreste vedere sullo schermo dell'oscilloscopio un'onda triangolare e un'onda quadra. Misurate la tensione da picco a picco dell'onda quadra e annotate il risultato:

$$(V_S)_{p-p} = \text{―――――――――} \ V$$

Questo valore picco-picco dipenderà naturalmente dall'alimentazione usata. Con un'alimentazione di ± 15 V, nel mio caso è risultata una tensione di 26 V; con un'alimentazione di ± 6 V, il valore sarà intorno a 10 V.

Passo 3

Ora misurate la tensione da picco a picco dell'onda triangolare; annotate il risultato e confrontatelo con il valore ottenuto dall'equazione riportata nelle formule di progetto

$$(V_T)_{p-p} = \text{―――――――――} \ V$$

Quando questo esperimento è stato eseguito con un'alimentazione di ± 15 V, la tensione picco-picco dell'onda triangolare era di 13,4 V, rispetto al valore calcolato di 13,0 V.

Passo 4

Misurate ora la frequenza di uscita e confrontate il risultato con il valore ottenuto dalle Formule di Progetto.

Con una tolleranza del 10% dovrebbe essere intorno a 500 Hz.

Passo 5

Verificate le equazioni di progetto e variate R_1 a 4,7 kΩ e poi a 15 kΩ, e ripetete i passi da 1 a 4.

CAPITOLO 7

FILTRI ATTIVI

INTRODUZIONE

Nel corso si questo Capitolo presenteremo alcune importanti configurazioni di filtri realizzati con l'impiego di amp op. Il Capitolo si limiterà tuttavia a filtri passa basso e passa alto del secondo ordine Butterworth. Una descrizione più dettagliata sulla progettazione di filtri attivi potrete trovarla in un altro libro della serie "Bugbook Application Series", *"Progettazione dei Filtri Attivi, con Esperimenti".*

OBIETTIVI

Alla fine di questo capitolo sarete in grado di:

- Progettare e valutare il comportamento dei seguenti filtri:
  - un filtro attivo passa basso del secondo ordine "a componenti uguali"
  - un filtro attivo passa alto del secondo ordine "a componenti uguali"
  - un filtro passa-banda con reazione multipla
  - un filtro attivo universale con uscita passa-basso, passa-alto e passa-banda
  - un filtro "notch".

CHE COS'E' UN FILTRO ATTIVO

"Un filtro è un dispositivo o una sostanza che lascia passare correnti elettriche a certe frequenze o intervalli di frequenza, impedendo il passaggio delle altre" (Webster). Più specificamente, un filtro *attivo* è una rete composta da resistori e condensatori costruita intorno ad un amp op. Un filtro attivo offre i seguenti vantaggi:

- *Nessuna perdita di inserzione.* Dato che un amp op è un dispositivo attivo dotato di guadagno, il segnale di ingresso non viene attenuato nelle frequenza che vengono lasciate passare.

- *Costo:* i filtri attivi hanno in media un costo molto minore di quello dei filtri passivi. Infatti le induttanze sono costose e non sempre facilmente disponibili.

- *Sintonia*: i filtri attivi possono essere sintonizzati facilmente, ovvero

accordati su un ampio campo di frequenze senza alterare la risposta desiderata.

- *Isolamento*: I filtri attivi, come conseguenza dell'impiego di amp op, hanno un'alta impedenza di ingresso e una bassa impedenza di uscita, assicurando praticamente un'accoppiamento trascurabile tra il generatore in ingresso o il carico e il filtro stesso.

D'altra parte, l'uso dei filtri attivi comporta anche svantaggi o limitazioni:

- *Risposta di frequenza*: Si è alla mercé del tipo amp op usato nel progetto (vedi Capitolo 1).

- *Alimentazione*: I filtri attivi, a differenza dei filtri passivi richiedono per l'amp op una qualche alimentazione.

FILTRI VCVS DEL 2° ORDINE

Il più semplice filtro *passa-basso* è quello che realizza un generatore di tensione controllato in tensione (VCVS, fig. 7-1), indicato anche come filtro *"Sallen and Key"*.

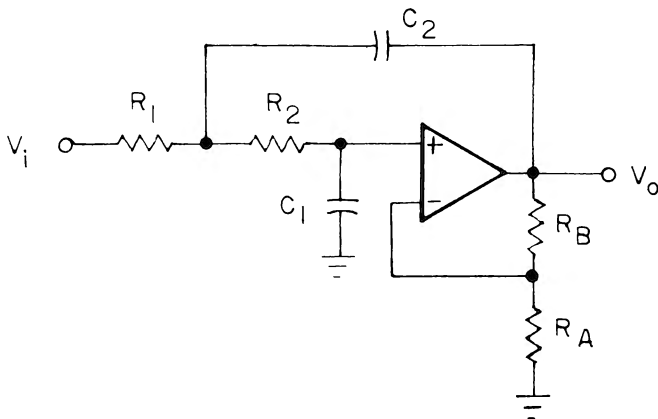



Figura 7-1. Filtro attivo VCVS del 2° ordine.

Per questo circuito, la frequenza di taglio è data da

$$f_c = \frac{1}{2\pi\ (R_1\, R_2\, C_1\, C_2)^{1/2}} \qquad (7\text{-}1)$$

Il problema ora è: da dove partire per definire i valori per i resistori ed i condensatori dell'equazione 7-1. L'approccio più facile è porre $R_1 = R_2$ e $C_1 = C_2$, in modo che l'equazione 7-1 diventa

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (7\text{-}2)$$

Abbiamo ora un filtro passa-basso VCVS "a componenti uguali". Il guadagno in banda passante per un secondo ordine Butterworth è pari a 1,586 (+ 4 dB) e *questo è l'unico guadagno che permetterà a questo circuito di funzionare.* La frequenza di taglio corrisponderà al punto in cui la risposta del filtro è di 3 dB inferiore al guadagno della banda passante (+ 4 dB), cioé vale 1 dB. Al di là della frequenza di taglio la risposta *diminuisce* di un valore di 12 dB per ottava ovvero 20 dB per decade.

Dato che questo filtro usa un amp op *non invertente,* il resistore di reazione R_B deve essere 0,586 volte il valore del resistore di ingresso R_A per dare un guadagno di tensione di 1,586. Se si impiegano resistori al ± 5%, valori opportuni per lo scopo possono essere rispettivamente il 27 kΩ ed il 47 kΩ, (figura 7-2).

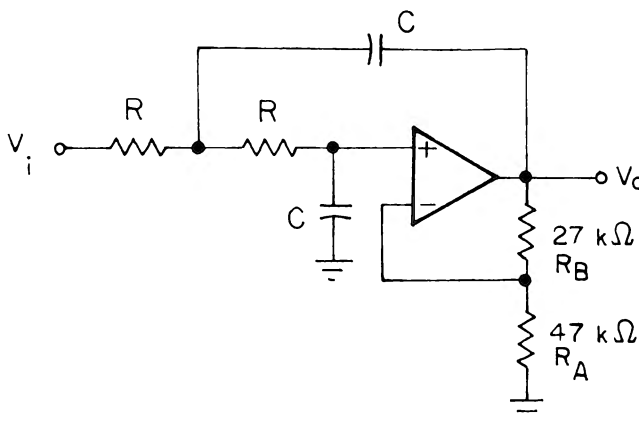



Figura 7-2. Filtro passa-basso VCVS a componenti uguali.

Esempio:

Progettate un filtro attivo VCVS passa-basso Butterworth del secondo ordine con una frequenza di taglio di 700 Hz.

Essendo più semplice iniziare con la scelta dei valori dei condensatori, assumiamo che C sia, per esempio, 0,0033 μF. Allora, dall'equazione 7-2 si ottiene:

$$R = \frac{1}{2\pi f_c C}$$

$$= \frac{1}{(2\pi)\ (700\ \text{Hz})\ (0{,}0033\ \mu\text{F})}$$

$$= 68{,}898\ \Omega \text{ (usate un resistore da 68 k}\Omega\text{)}$$

e abbiamo così il circuito definitivo mostrato in fig. 7-3.

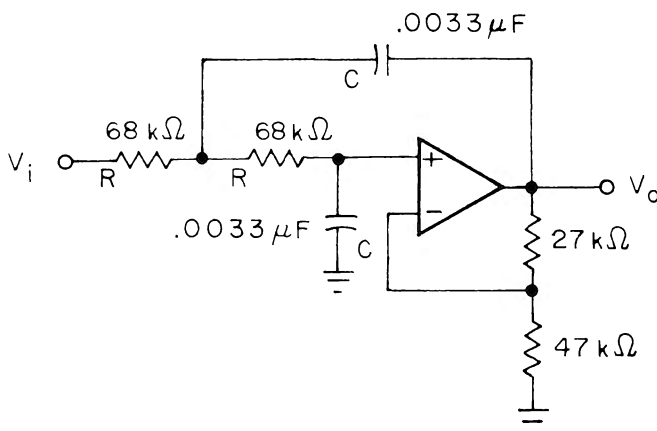



Figura 7-3.

Avremmo potuto scegliere naturalmente qualsiasi altro valore standard di condensatore, come per esempio un 0,01 μF; in tal caso R sarebbe 22,736 Ω (usate 22 kΩ).

Scambiando semplicemente la posizione dei componenti che definiscono la frequenza del circuito della fig. 7-2, otteniamo un filtro attivo *passa-alto* VCVS a componenti uguali del secondo ordine (vedi fig. 7-4). La frequenza di taglio è data, come per la versione passa-basso, dall'equazione 7-2 e il guadagno della banda passante è ancora 1,586, ovvero + 4 dB.

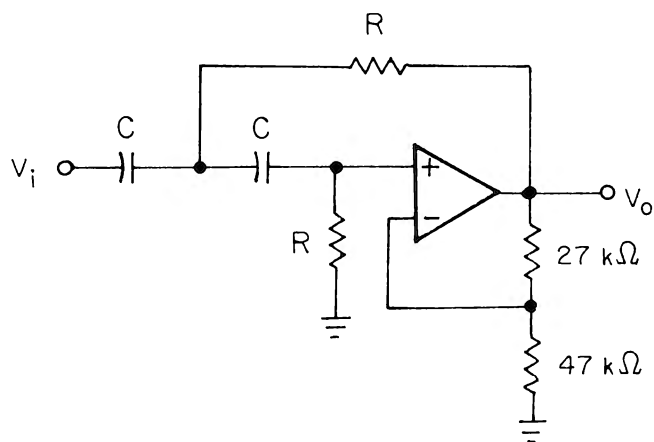



Figura 7-4. Filtro passa-alto VCVS Butterworth a componenti uguali.

FILTRO PASSA-BANDA A REAZIONE MULTIPLA

Come risulta dalla fig. 7-5, il filtro *passa-banda a reazione multipla* fondamentale è applicabile per valori di Q inferiori a circa 10. E' presente un ulteriore percorso di reazione e da qui il termine "reazione multipla". L'amp op, inoltre, è collegato in

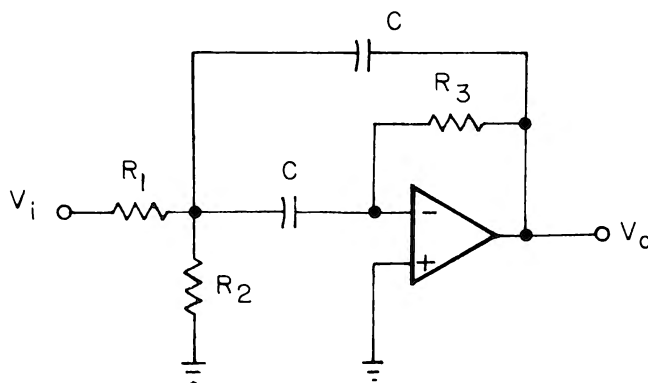



Figura 7-5. Fltro passa-banda a reazione multipla.

modo invertente.

Per questo circuito la frequenza centrale è determinata dalla relazione:

$$f_o = \frac{1}{2\pi C} \left(\frac{1}{R_3} \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2} \right)^{1/2} \quad (7\text{-}3)$$

La determinazione dei tre valori di resistori tuttavia risulta molto semplificata dalle seguenti equazioni:

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_o G_o C} \quad (7\text{-}4)$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_o C (2 Q^2 - G_o)} \quad (7\text{-}5)$$

e

$$R_3 = \frac{Q}{\pi f_o C} \quad (7\text{-}6)$$

Le equazioni 7-4 e 7-6 possono essere combinate per dare:

$$G_o = \frac{R_3}{2R_1} \quad (7\text{-}7)$$

D'altra parte, a causa del denominatore dell'equazione 7-5 siamo limitati dalla relazione esistente tra G_o e Q, in modo che sia

$$Q > (G_o/2)^{1/2} \quad (7\text{-}8)$$

Normalmente si sceglie un valore conveniente per C e poi si calcolano sistematicamente i valori richiesti per i tre resistori in base alle caratteristiche richieste per Q, G_o, e f_o.

Esempio:

Progettate un filtro passa-banda da 750 Hz, usando il circuito della fig. 7-5 con un guadagno alla frequenza centrale di 1,32 ed un Q di 42.

Per prima cosa scegliamo un valore standard per C, per esempio 0,01 μF. Poi ricaviamo i valori delle tre resistenze dalle equazioni 7-4, 7-5 e 7-7. Dato che l'equazione 7-8 è verificata, possiamo procedere in modo che:

$$R_1 = \frac{Q}{2\pi f_o G_o C}$$

$$= \frac{4{,}2}{(2\pi)\ (750\ \text{Hz})\ (1{,}32)\ (0{,}01\ \mu\text{F})}$$

$$= 67{,}6\ \text{k}\Omega\ (\text{usate } 68\ \text{k}\Omega)$$

$$R_3 = 2\ R_1\ G_o$$

$$= (2)\ (67{,}6\ \text{k}\Omega)\ (1{,}32)$$

$$= 178\ \text{k}\Omega\ (\text{usate } 180\ \text{k}\Omega)$$

$$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_o C\ (2Q^2 - G_o)}$$

$$= \frac{4{,}2}{(2\pi)\ (750\ \text{Hz})\ (0{,}01\ \mu\text{F})\ [(2)\ (4{,}2)^2 - 1{,}32]}$$

$$= 2{,}6\ \text{k}\Omega\ (\text{usate } 2{,}7\ \text{k}\Omega)$$

Ne risulta il circuito della fig. 7-6.

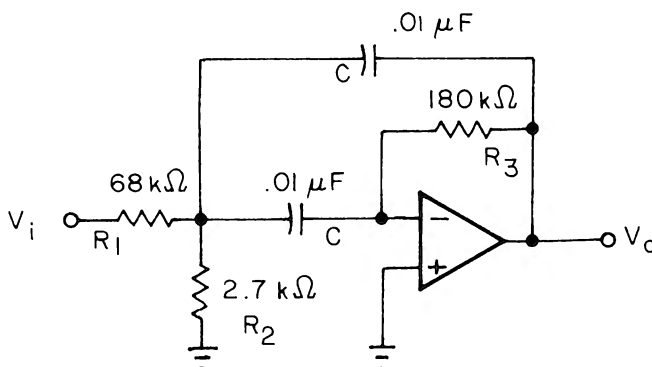



Figura 7-6.

Una caratteristica interessante di questo circuito è che la frequenza centrale può essere facilmente spostata ad un nuovo valore f', cambiando semplicemente la resistenza R_2 ad un nuovo valore R'_2. In questo modo il guadagno alla frequenza centrale e la larghezza di banda rimangono invariati. Il nuovo valore di R_2 è calcolato secondo la formula

$$R_2' = R_2 \left(\frac{f_o}{f_o'} \right)^2 \qquad (7\text{-}9)$$

Esempio:

Usando l'esempio precedente, modificate la frequenza centrale del filtro da 750 Hz a 600 Hz.

Per cambiare la frequenza centrale da 750 Hz a 600 Hz, con l'equazione (7-9) si calcola un nuovo valore di R_2, tale che:

$$R_2' = (2{,}7\ \text{k}\Omega) \left(\frac{750\ \text{Hz}}{600\ \text{Hz}} \right)^2$$

$$= 4{,}2\ \text{k}\Omega\ (\text{usate } 4{,}3\ \text{k}\Omega)$$

FILTRO ATTIVO UNIVERSALE

Collegando opportunamente tre amp op si può ottenere un filtro con, contemporaneamente, uscite passa basso, passa alto e passa-banda. Questo tipo di filtro è rappresentato nella fig. 7-7 ed è chiamato *Filtro attivo universale*. Il circuito, come si vede dalla fig. 7-7 è composto essenzialmente da un amplificatore delle differenze (A_1) e da due integratori identici (A_2 e A_3). Per un filtro di questo tipo, la frequenza di taglio e la frequenza centrale sono uguali, come risulta dalla formula:

$$f_o \text{ oppure } f_c = \frac{1}{2\pi RC} \qquad (7\text{-}10)$$

Il Q del filtro è determinato soltanto dai resistori R_A e R_B,

$$R_A = (3\,Q - 1)\,R_B \qquad (7\text{-}11)$$

Per le uscite passa-basso e passa-alto, il guadagno della banda passante è *unitario*.

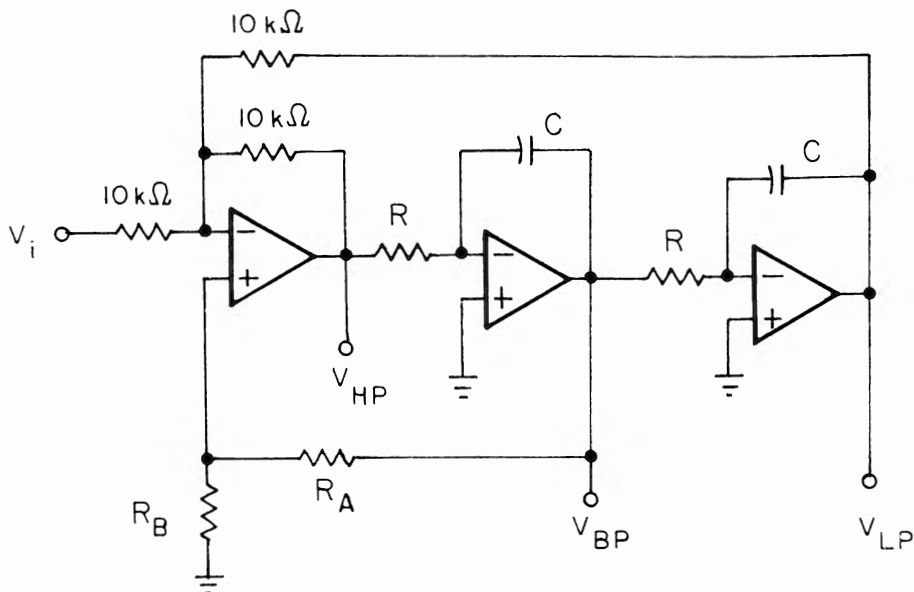



Figura 7-7. Filtro attivo universale.

Per l'uscita passa-banda, il guadagno della frequenza centrale sarà uguale al valore di Q.

Dato che questo tipo di circuito dà una risposta del secondo ordine, sia per l'uscita passa-basso che per l'uscita passa-alto, *non sarà possibile ottenere un rendimento ottimale per tutte e tre le uscite simultaneamente.* Per una risposta *Butterworth* passa-basso o passa-alto. Q deve essere uguale a 0,707. Di conseguenza la risposta passa-banda ne soffre terribilmente. Per un filtro di secondo ordine da 3 dB di Chebyshev, Q deve essere 1,3, il che non migliora molto le cose. Dovremmo quindi progettare il filtro o per una risposta del secondo ordine Butterworth passa-basso/passa-alto (Q = 0,707), oppure per una risposta passa-banda ad alto Q.

Esempio:

Con il circuito della fig. 7-7, progettate un filtro universale con una frequenza centrale di 60 Hz e un Q di circa 50.

Usando l'equazione 7-10 e scegliendo C, per esempio uguale a 0,22 μF si ottiene:

$$R = \frac{1}{2\pi f_o C}$$

$$= \frac{1}{(2\pi)\ (60\ \text{Hz})\ (0{,}22\ \mu\text{F})}$$

$$= 12{,}057\ \Omega\ \text{(usate 12 k}\Omega\text{)}$$

Dato che Q = 50, il resistore R_A e R_B si ricavano dall'equazione 7-11,

$$R_A = (3\,Q - 1)\,R_B$$

$$= ((3)\,(50) - 1)\,R_B$$

$$= 149\,R_B$$

cosicché R_A è 149 volte maggiore di R_B. Se R_B è uguale a 1 kΩ, allora R_A è 149 kΩ, per cui per tutti gli scopi pratici possiamo usare un resistore di 150 kΩ, come risulta dalla fig. 7-8 che mostra il progetto completo.

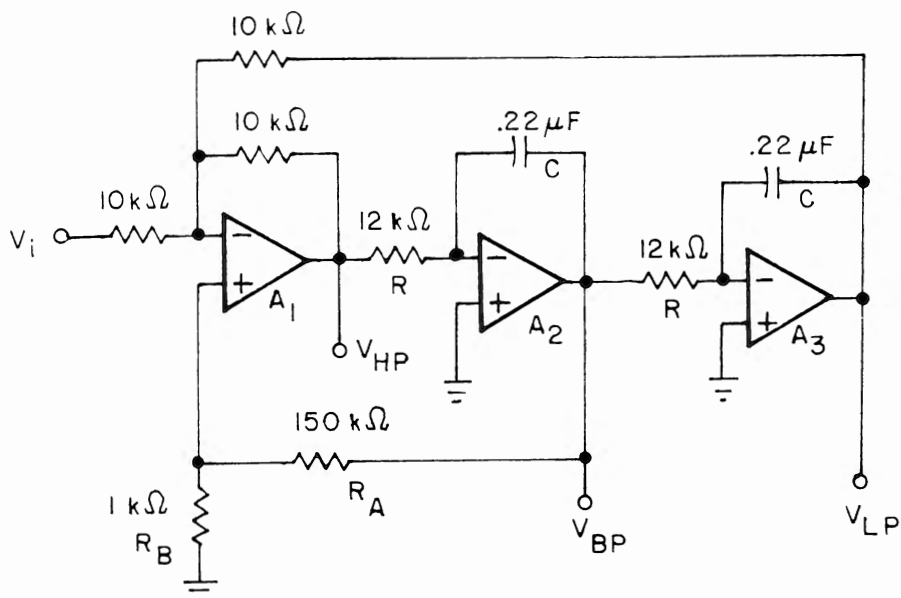



Figura 7-8.

FILTRO "NOTCH"

Una caratteristica molto interessante del filtro universale della fig. 7-7 è che possiamo *sommare simultaneamente e in pari misura le uscite passa-alto e passa-basso*, creando così un filtro notch o un filtro reiettore di banda. Un filtro del genere è molto utile per ridurre al minimo la presenza di ronzii di rete su segnali audio. Quello che ci serve è un amplificatore sommatore a due ingressi con guadagni uguali, come riprodotto nella fig. 7-9.

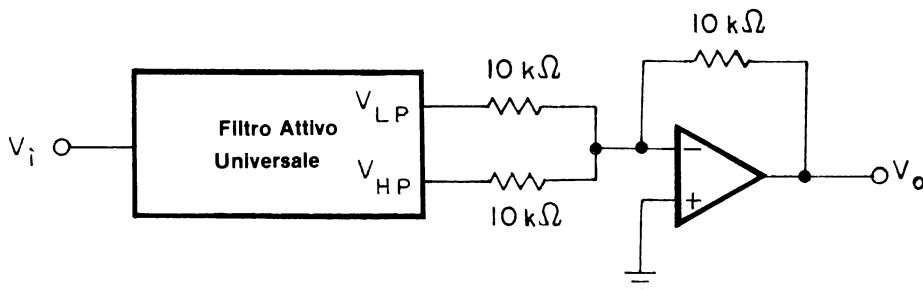



Figura 7-9. Filtro "notch".

Esempio:

Progettate, utilizzando l'esempio precedente (fig. 7-8), un filtro "notch" da 60 Hz con un Q di 50.

Quanto riportato nel precedente esempio (fig. 7-8) per il filtro universale da 60 Hz rimane invariato. Tutto quello che occorre, è l'aggiunta del circuito della fig. 7-9.

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

I seguenti esperimenti hanno lo scopo di far apprendere come si progettano, come si collaudano e come operano i filtri attivi. Se desiderate sapere di più su altre configurazioni di filtri, leggete *"La Progettazione dei Filtri Attivi con Esperimenti"* che contiene più di 25 esperimenti.

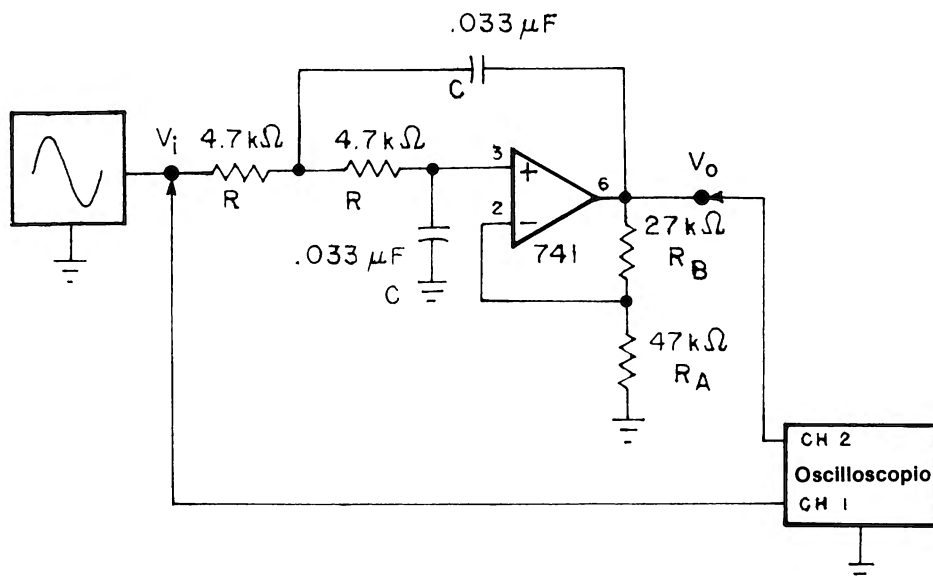
Gli esperimenti da eseguire possono essere riepilogati come segue:

Esperimento N.	Scopo
1	Progetto e funzionamento di un filtro attivo VCVS di Butterworth passa-basso "a componenti uguali".
2	Progetto di un filtro passa-banda a reazione multipla con spostamento della frequenza.
3	Progetto e funzionamento di un filtro universale a guadagno unitario.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un filtro passa-basso VCVS di Butterworth "a componenti uguali", usando un amp op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Frequenza di taglio: $f_c = \dfrac{1}{2\pi RC}$

- Guadagno: 1,586 determinato da R_A e R_B per una risposta di Butterworth del secondo ordine.

- Risposta in ampiezza: $20 \log_{10} \left(\dfrac{1{,}586}{(1 + (f/f_c)^4)^{1/2}} \right)$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0,2 V per divisione
- Canale 2: 0,5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

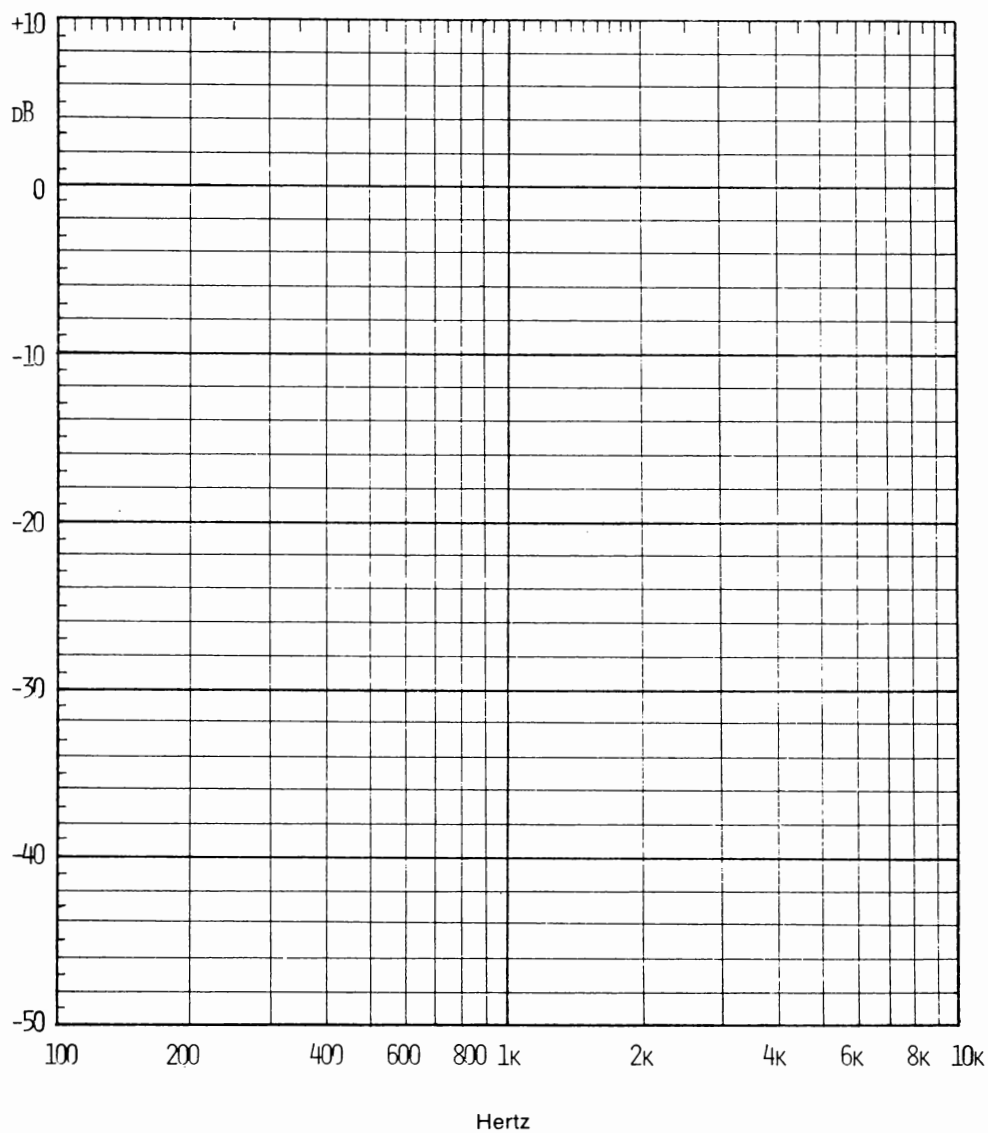
Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e regolate la tensione di ingresso a 1 V da picco a picco e la frequenza a 100 Hz.

Passo 3

Cambiate la frequenza del generatore e completate la seguente tabella, segnando i risultati sul diagramma in bianco della pagina seguente. Mantenete costante la tensione di ingresso per questo campo di frequenze.

Frequenza	V_o	V_o/V_i	Guadagno (dB)
100 Hz			
200			
400			
600			
800			
1.000			
2.000			
4.000			
8.000			
10.000			

+10
dB
0
-10
-20
-30
-40
-50
100
200
400
600
800
1K
2K
4K
6K
8K
10K
Hertz

Passo 4

Verificate il guadagno della banda passante in base ai risultati ottenuti nel passo precedente.

Dovreste aver misurato un guadagno in banda passante (a 100 Hz) di circa 1,58 (+ 4 dB). Questo è l'unico valore che permette a questo filtro passa-banda di secondo ordine di dare una risposta Butterworth, ovvero piatta al massimo.

Passo 5

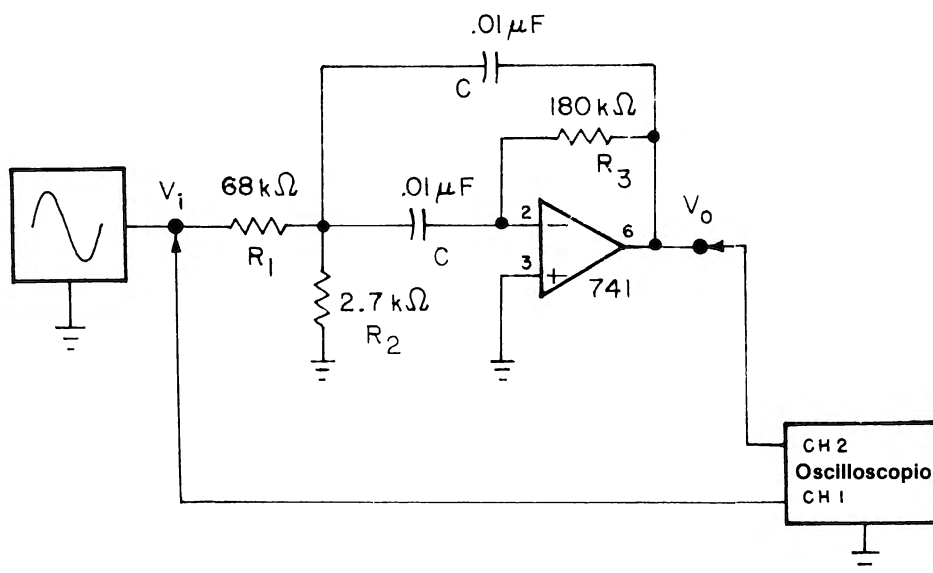
Determinate dal grafico la frequenza di taglio del filtro e confrontate il risultato con il valore ricavato dall'equazione di riferimento.

La frequenza di taglio è il punto in cui la risposta dell'ampiezza è di 3 dB inferiore al guadagno della banda passante (passo 4) ovvero è pari a + 1 dB. Questo valore dovrebbe essere circa uguale (con un 10% di tolleranza) alla frequenza calcolata di 1.026 Hz.

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta e come opera un semplice filtro passa-banda, usando una amp-op 741.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Frequenza centrale: $f_o = \frac{1}{2\pi C} \left(\frac{1}{R_5} \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} \right) \right)^{1/2}$

ove $R_1 = \frac{Q}{2\pi f_o G C}$

$R_2 = \frac{Q}{2\pi f_o C(2Q^2 - G)}$

$R_3 = \frac{2Q}{2\pi f_o C}$

- Guadagno alla frequenza centrale: $G = \frac{R_3}{2R_1}$

- Spostamento della frequenza centrale, mantenendo costante il guadagno dalla banda passante e la larghezza di banda:

$$R_2' = R_2 \left(\frac{f_0}{f_0'} \right)^2$$

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,2 V per divisione

- Base dei tempi: 0,2 ms per divisione

- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e regolate la tensione di ingresso a 1,4 V (cioé 7 divisioni verticali). Siate il più precisi possibile.

Passo 3

Ora variate la frequenza del generatore in modo che la tensione di uscita, visualizzata sul Canale 2 dello schermo dell'oscilloscopio, raggiunga la sua *massima ampiezza*. A questo punto misurate la tensione di uscita e determinate il guadagno in tensione. Può rendersi necessaria la riduzione della sensibilità del Canale 2 a 0,5 V per divisione. Confrontate il valore misurato con quello previsto.

Il guadagno dovrebbe essere (con una tolleranza del 10%) di 1,32. Nel mio caso è risultato di 1,28. Contate ora il numero delle divisioni orizzontali occupate da un periodo completo, senza toccare il controllo di frequenza del generatore, per determinare la frequenza centrale del filtro. Confrontate il valore ottenuto con quello teorico.

La frequenza misurata dovrebbe essere circa 737 Hz. Vi spiegherò come determinare

la frequenza dalla durata di un periodo completo visto sullo schermo dell'oscilloscopio, nel caso che non sappiate farlo.

Quando ho eseguito questo esperimento, un ciclo completo occupava 6,6 divisioni orizzontali. Dato che la base dei tempi è regolata a 0,2 ms per divisione, la frequenza si ricava secondo la relazione

$$f = \frac{1}{(6{,}6 \text{ divisioni})\ (0{,}2 \text{ ms per divisione})}$$

$$= \frac{1}{1{,}32 \text{ ms}}$$

$$= 758 \text{ Hz}$$

Passo 4

Ora determinate le frequenze a 3 dB alta e bassa misurando le due frequenze alle quali la ampiezza della risposta decresce di un fattore di 0,707 rispetto al guadagno alla frequenza centrale (– 3 dB). Per fare questo, dovete moltiplicare questo risultato parziale per 1,4 (tensione di ingresso) per ottenere la tensione di uscita alla quale la risposta è di 3 dB minore di quella alla frequenza centrale. Una volta determinato questo valore, variate la frequenza di ingresso al di sopra e al di sotto della frequenza centrale finché la tensione da picco a picco raggiunge il valore sopra calcolato. Annotate i risultati:

$f_L =$ ______________ Hz

$f_H =$ ______________ Hz

Passo 5

Sottraete il valore più basso dal valore più alto per determinare la larghezza di banda a 3 dB. Quindi dividete per questo risultato il valore ottenuto per la frequenza centrale (passo 3) che è il Q o il *coefficiente di qualità*

$$Q = \frac{f_o}{f_H - f_L}$$

$=$ ______________

Dovreste aver misurato, con una tolleranza del 10%, un Q di 4,17. In caso di risultato diverso, ripetete i passi 3 e 4 e misurate accuratamente le tensioni e le frequenze. Nel nostro caso le frequenze a 3 dB risultavano di 672 e 860 Hz; di conseguenza la larghezza di banda era 188 Hz e il Q del filtro 758/188, cioè 4,03.

Passo 6

Staccate l'alimentazione dal breadboard e sostituite il resistore da 2,7 kΩ (R_2) con uno da 1,5 kΩ. Rialimentate il breadboard e regolate la tensione di ingresso a 1,0 V picco-picco. Ripetete i passi 3, 4 e 5 per determinare il guadagno in tensione del filtro, la frequenza centrale, la larghezza di banda, il Q e completate la seguente tabella:

Guadagno = ____________________

f_H = ____________________ Hz

f_L = ____________________ Hz

Larghezza di banda = ____________________ Hz

Frequenza centrale = ____________________ Hz

Q = ____________________

Passo 7

Verificare se la nuova frequenza centrale, appena determinata con il nuovo valore di R_2, corrisponde a quella che si ottiene dall'equazione riportata nelle Formule di Progetto.

Dall'equazione, la nuova frequenza centrale dovrebbe essere approssimativamente:

$$f_o' = (758\ \text{Hz}) \left(\frac{\cdot\ 2{,}7\ \text{k}\Omega}{1{,}5\ \text{k}\Omega} \right)^2$$

$$= 1{,}017\ \text{Hz}$$

in base alla frequenza centrale da me ottenuta nel passo 3.

Se avete proceduto correttamente e con attenzione, la larghezza di banda del filtro ottenuta nel passo 6 risulterà circa uguale al valore ottenuto al passo 5 (il circuito originale), anche se è stata cambiata al frequenza centrale. La variazione di R_2, di conseguenza, fa variare soltanto la frequenza centrale. Il guadagno del filtro e la larghezza di banda rimangono essenzialmente costanti. Se non siete ancora convinti, provate con un altro valore di R_2 e ripetete il passo 6.

ESPERIMENTO N. 3

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta, come opera e quali sono le caratteristiche di un filtro attivo universale con guadagno unitario, usando 3 amp op 741.

Schema del circuito

Lo schema per questo esperimento è rappresentato nella pagina seguente.

Formule di progetto

- Frequenza di taglio: $f_C = 1/2\,\pi\,RC$
- $R_A = (3\,Q - 1)\,R_B$
- Guadagno della banda passante

  Passa basso = − 1 (sfasato di 180°)

  Passa alto = − 1 (sfasato di 180°)

  Passa banda = Q (in fase)

Passo 1

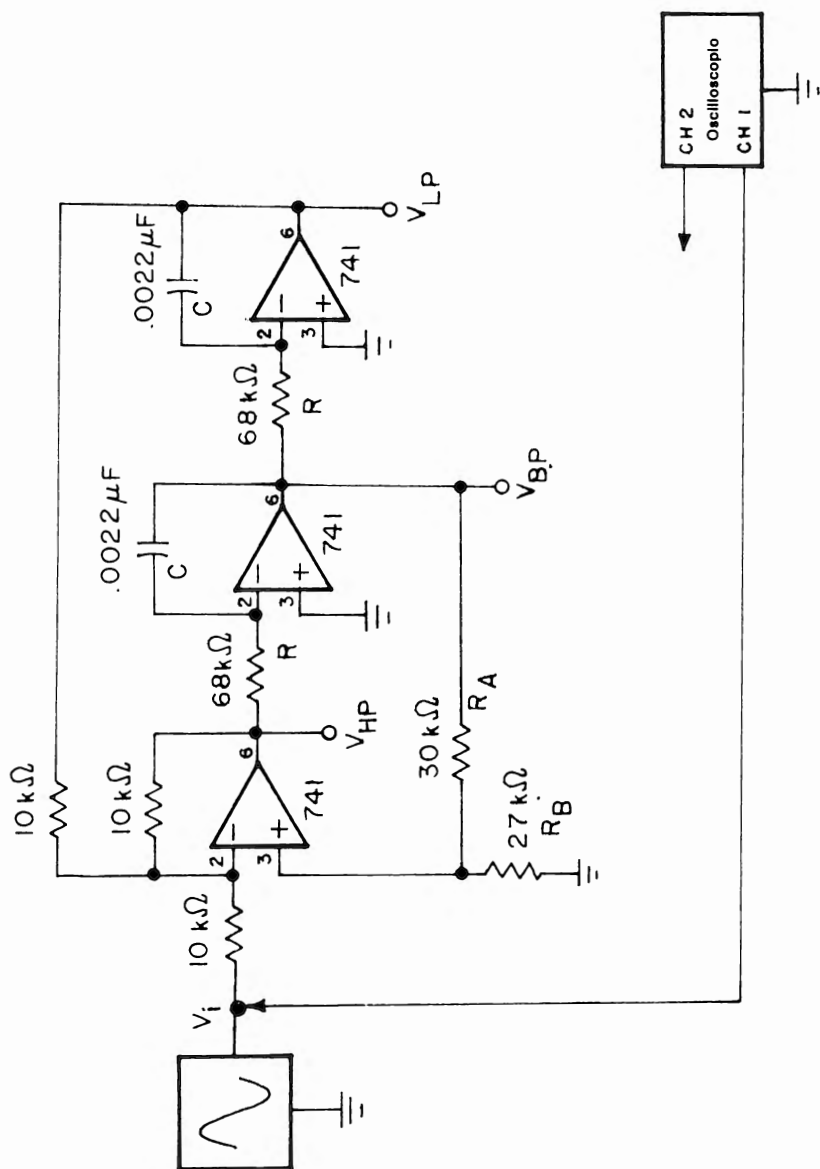
Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,2 V per divisione
- Base dei tempi: 1,0 ms per divisione
- Accoppiamento c.a.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Se non avete un resistore da 30 kΩ, usatene due da 15 kΩ, collegati in serie.

Passo 3

Alimentate il breadboard e regolate il segnale di ingresso a 1,4 volt da picco a picco (7 divisioni verticali). Regolate la frequenza di ingresso a 100 Hz (1 periodo completo per 10 divisioni orizzontali).

Schema del circuito per l'Esperimento N. 3.

Passo 4

Misurate la tensione di uscita del *passa-basso* V_{LP} sul Canale 2 dell'oscilloscopio. Confrontate il segnale di ingresso con il segnale di uscita del passa-basso.

L'ampiezza del segnale di uscita del passa-basso dovrebbe essere essenzialmente uguale al segnale di ingresso, cioé 1,4 V da picco a picco. Il guadagno in tensione per l'uscita del passa-basso, di conseguenza, è unitario. Il segnale di uscita del passa-basso, di conseguenza, è unitario. Il segnale di uscita del passa-basso è inoltre invertito rispetto al segnale di ingresso; sicché i due segnali, nella banda passante del filtro, sono sfasati di 180°.

Passo 5

Ora regolate la base dei tempi dell'oscilloscopio a 0,1 ms per divisione e regolate la frequenza in modo tale da occupare con 1 periodo completo 10 divisioni orizzontali (10 Hz). Controllate inoltre che la tensione di ingresso sia rimasta a 1,4 V da picco a picco. Misurate ora l'uscita del passa-alto del filtro V_{HP} sul Canale 2. Confrontate il segnale d'ingresso con l'uscita passa-alto.

La tensione di uscita del passa-alto da picco a picco dovrebbe essere, approssimativamente 1,4 V; di conseguenza, come per l'uscita passa-basso, il guadagno in tensione è ancora unitario. Il segnale di uscita passa-alto è ancora invertito rispetto al segnale di ingresso, indicando uno sfasamento di 180° nella banda passante del filtro passa-alto.

Passo 6

Riducete la frequenza di ingresso finché la tensione d'uscita del passa-alto non raggiunga 1,0 V da picco a picco, cioé un fattore 0,707 rispetto alla tensione di ingresso, pari ad una diminuzione di 3 dB. Misurate questa frequenza più esattamente possibile e annotate il risultato:

f_c (HP) = ―――――――― Hz

Passo 7

Senza alterare la regolazione del generatore di frequenza, trasferite la sonda collegata all'uscita passa-alto all'uscita passa-basso del filtro, e misurate la tensione da picco a picco. Dovrebbe risultare di 1,0 V. In caso di risultato diverso, variate leggermente la frequenza del generatore in modo da avere una tensione di uscita da picco a picco 1,0 V. Misurate questa frequenza con la massima precisione e annotate il risultato:

f_c (LP) = ―――――――― Hz

Se i componenti che determinano la frequenza di ambedue gli integratori fossero precisi, le misure di frequenza effettuate ai passi 6 e 7 dovrebbero dare risultati quasi uguali (entro un limite di pochi Hz). Confrontate queste due frequenze con la frequenza di taglio prevista.

Le due frequenze dovrebbero essere (entro un limite del 10%) prossime al valore teorico di 1.064 Hz.

Passo 8

Portate la sonda del Canale 2 dell'oscilloscopio sull'uscita del passabanda V_{BP} del filtro. Aumentate e diminuite molto lentamente la frequenza fermandovi al momento in cui la tensione di uscita raggiunge il valore massimo. Misurate con la massima cura questa frequenza e annotate il risultato:

$$f_o\,(BP) = \underline{\qquad\qquad\qquad} \text{ Hz}$$

Se le due frequenze misurate ai passi 6 e 7 erano diverse, indicando che i due integratori non sono perfettamente a punto, dobbiamo determinare la frequenza centrale prevista basandoci sulle misure dei passi 6 e 7. Per fare questo, facciamo la *media geometrica* in modo che:

$$f_o = (f_{LP}\, f_{HP})^{1/2}$$

Nel mio esperimento ho misurato frequenze di 971 Hz e 968 Hz rispettivamente ai passi 6 e 7, la cui media geometrica per f_o risultava di 969,5 Hz, contro un valore misurato per f_o in quest'ultimo passo di 970 Hz. Se nei passi 6 e 7 avete ottenuto frequenze uguali, confrontatele con il valore misurato in questo passo.

Nel limite di pochi Hz, dovreste trovare corrispondenza.

Passo 9

Senza modificare nulla, misurate la tensione di uscita del filtro passa banda V_{BP}. Verificate se il guadagno in tensione alla frequenza centrale del filtro corrisponde a quello previsto.

Dovreste aver misurato una tensione da picco a picco di approssimativamente 1,0 V, corrispondente ad un guadagno in tensione a questa frequenza centrale di 0,70, uguale al Q del filtro che dovrebbe essere di 0,707. Dovremmo quindi concludere che questo filtro

attivo universale è essenzialmente progettato per essere usato come filtro passa-basso o passa-alto con risposte di Butterworth. Dall'equazione delle Formule di Progetto, riguardante i resistori R_A e R_B, troviamo che Q dovrebbe essere uguale a 0,704 con i valori indicati dei componenti. Dovreste inoltre aver osservato che il segnale di uscita dal passa-banda alla frequenza centrale è in fase con l'ingresso.

Passo 10

Staccate l'alimentazione dal breadboard. Sostituite il resistore da 30 kΩ (R_A) con uno da 270 kΩ e rialimentate il breadboard. Ripetete i passi da 1 a 9 di questo esperimento. Confrontate i risultati con i valori ottenuti dalle equazioni di progetto.

Non dovreste aver riscontrato alcun cambiamento nelle frequenze dei passi 6, 7 e 8 e nel guadagno in banda passante, sia per l'uscita passa-basso che per l'uscita passa-alto. Il Q del filtro, tuttavia, è aumentato a circa 3,7 che coincide col guadagno del filtro passa-banda alla frequenza centrale.

CAPITOLO 8

FUNZIONAMENTO CON ALIMENTAZIONE SINGOLA

INTRODUZIONE

Anche se progettati soprattutto per operare con doppie alimentazioni un certo numero di circuiti amp op può efficacemente operare anche con una sola tensione di alimentazione. Se così usati, la tensione di uscita a riposo c.c. è situata normalmente a metà della tensione di alimentazione. I circuiti amp op richiedono quindi, per questo tipo di applicazioni, l'impiego di condensatori di accoppiamento c.a. per i segnali di ingresso e di uscita.

OBIETTIVI

Alla fine di questo Capitolo sarete in grado di:

- Progettare e valutare impiegando una sola alimentazione, il comportamento dei seguenti circuiti:

  - amplificatore invertente
  - amplificatore sommatore
  - amplificatore delle differenze
  - filtri a reazione multipla

POLARIZZAZIONE CON UNA SOLA ALIMENTAZIONE

I precedenti Capitoli considerano i circuiti di amp op progettati per funzionare ad alimentazione bipolare. Questo è particolarmente evidente per i circuiti amp op lineari discussi al Capitolo 2, dove la tensione del segnale di ingresso varia sia al di sopra che al di sotto del potenziale di massa.

Perché l'amp op funzioni bene con una sola tensione di alimentazione, *il circuito deve essere capace di dare segnali sia positivi che negativi.* La miglior cosa allora è fissare la tensione di uscita in c.c. del circuito pari *alla metà* della tensione di alimentazione quando non ci sia alcun segnale applicato in ingresso (fig. 8-1). Un siffatto amplificatore è chiamato di "classe A". Quando un segnale in ingresso, per es. un'onda sinusoidale, è applicato al circuito, il segnale di uscita varierà rispetto alla tensione c.c., cioé la tensione *a riposo.* Cioé il segnale di uscita sarà la sovrapposizione di una *componente c.c.* (a riposo) ed una *componente c.a.* (il segnale reale di ingresso amplificato). La componente c.c. può essere considerata come una tensione di offset in uscita. Per un buon funzionamento dell'amplificatore dovremmo essere in grado di eliminarla.

Nel corso di questo capitolo impareremo come polarizzare vari tipi di circuiti di amplificatori lineari per permetterne il funzionamento con una sola tensione di alimentazione.

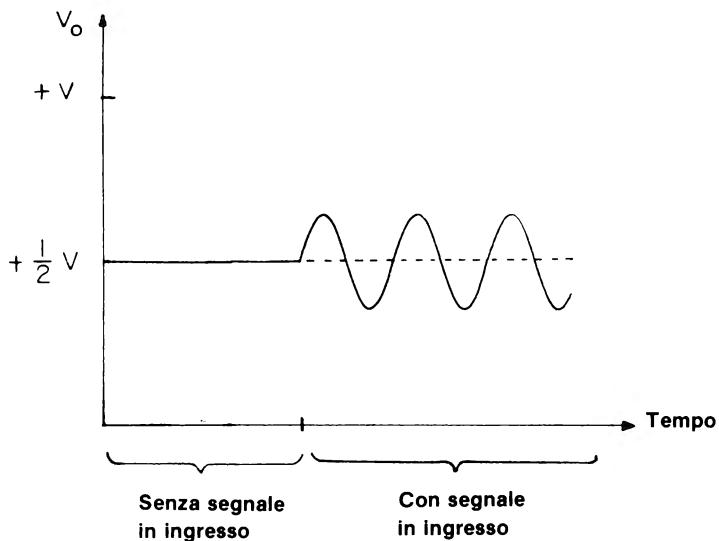



Figura 8-1.

AMPLIFICATORE INVERTENTE

Il circuito fondamentale di un amplificatore invertente con una sola alimentazione è rappresentato nella fig. 8-2. Se confrontiamo questo circuito con il circuito standard ad alimentazione bipolare della fig. 2-2, notiamo varie differenze.

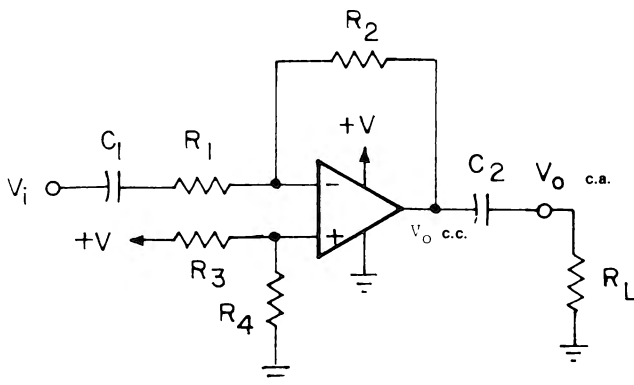



Figura 8-2. Amplificatore invertente con una sola alimentazione.

Prima di tutto nello schema del circuito sono rappresentati i collegamenti di alimentazione per mostrare che è usata una sola tensione di alimentazione (+ V). *Il collegamento* −V dell'amp op è portato ora direttamente a massa. Inoltre, invece di collegare a massa l'ingresso non invertente, il partitore di tensione R_3 - R_4, fornisce una tensione fissa all'ingresso non invertente per fissare l'uscita dell'amp op a + V/2 in assenza di segnale di ingresso. Infine i condensatori C_1 e C_2 vengono usati per accoppiare i segnali di ingresso e di uscita rispettivamente al e dal circuito, eliminando l'offset in c.c.

Il guadagno in tensione di questo amplificatore invertente c.a. con una sola alimentazione è dato, come per il circuito della fig. 2-2, da:

$$\text{guadagno in tensione} = \frac{V_o}{V_i}$$

$$= - \frac{R_2}{R_1} \qquad (8\text{-}1)$$

I resistori R_3 e R_4 sono posti generalmente uguali tra loro in modo che il livello dell'uscita a riposo può essere fissato a + V/2. La tensione di uscita a riposo c.c. è data tuttavia da:

$$(V_o)_{c.c.} = \frac{R_4}{R_3 + R} (+V) \qquad (8\text{-}2)$$

I valori dei condensatori di accoppiamento C_1 e C_2 sono determinati dalla risposta a bassa frequenza desiderata e, inoltre, o dall'impedenza di ingresso del circuito (C_1) oppure dal carico (C_2). Il condensatore di ingresso è dato da:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_1} \qquad (8\text{-}3)$$

e C_2 può essere ricavato in modo simile, sostituendo R_1 con R_L:

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_L} \qquad (8\text{-}4)$$

per ambedue le equazioni, f_c è la più bassa frequenza di ingresso prevista.

Esempio:

Progettate un amplificatore invertente in c.a. usando il circuito della fig. 8-2 con un'alimentazione di + 15 V. Il circuito ha un guadagno in tensione di 10, un'impedenza di ingresso di 10 kΩ, una risposta a bassa frequenza di circa 30 kΩ e pilota un carico di 1 kΩ.

Per avere un'impedenza di ingresso di 10 kΩ, $R_1 = 10$ kΩ. Di conseguenza per un guadagno in tensione di 10, R_2 deve essere 100 kΩ. I resistori R_3 e R_4 possono, in generale, essere di qualsiasi valore, purché siano *uguali*. Spesso si usa la regola di usare due resistori di valore doppio rispetto a R_2.In questo caso, R_3 e R_4 sono ambedue di 200 kΩ.

Usando l'equazione 8-3, il condensatore di ingresso è calcolato secondo le relazioni:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_1}$$

$$= \frac{1}{(6{,}28)\ (30\ \text{Hz})\ (10\ \text{k}\Omega)}$$

$$= 0{,}5\ \mu\text{F}$$

In maniera analoga si trova con l'equazione 8-4, che il condensatore di uscita C_2 deve essere di 5 μF. La fig. 8-3 rappresenta il progetto completo.

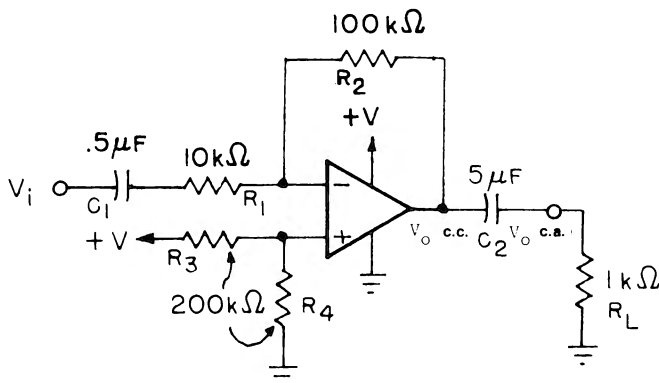



Figura 8-3.

Dato che la tensione di uscita a riposo V_o (c.c.), viene normalmente fissata ad un valore che è la metà della tensione di alimentazione, (per esempio + 15 V), la tensione massima di uscita da picco a picco che possiamo attenderci senza distorsione è pure di 15 V. Di conseguenza, la tensione massima di ingresso da picco a picco che può essere applicata vale:

$$(V_i)_{\text{massimo picco-picco}} = \frac{+V}{\text{guadagno in tensione}}$$

La massima tensione di ingresso picco-picco che può essere applicata senza distorsione, è, nell'esempio precedente, di 1,5 V.

AMPLIFICATORE SOMMATORE

Come evidenziato in fig. 8-4, possiamo aggiungere resistori di ingresso all'ingresso invertente dell'amp op, in modo che il circuito risultante riporti questi segnali sull'ingresso. La relazione che governa la tensione di uscita, per questo circuito, è la stessa dell'equazione 2-14, ovvero:

$$V_O = -R_F \left(\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right) \qquad (8\text{-}6)$$

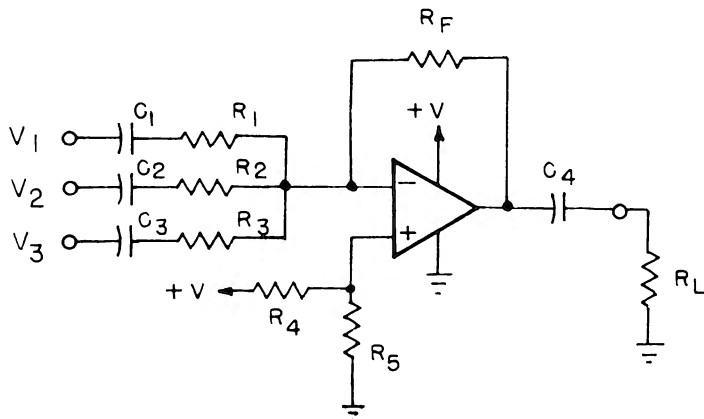



Figura 8-4. Amplificatore sommatore con una sola tensione di alimentazione.

I resistori R_4 e R_5 vengono presi uguali, come prima, per polarizzare la tensione di uscita a riposo c.c. alla metà della tensione di alimentazione. I condensatori di accoppiamento di ingresso e di uscita vengono determinati allo stesso modo di quelli del circuito dell'amplificatore invertente della fig. 8-2.

AMPLIFICATORE DELLE DIFFERENZE

L'amplificatore delle differenze alimentato con una sola tensione è rappresentato in fig. 8-5. Come per il (relativamente simile) circuito ad alimentazione doppia, la tensione di uscita in funzione delle resistenze del circuito è data da:

$$V_o = \frac{R_F}{R_1}(V_2 - V_1) \tag{8-7}$$

Come prima, R_3 e R_4 sono uguagliati per una conveniente polarizzazione; tuttavia rimane valida l'ulteriore limitazione:

$$\frac{R_F}{R_1} = \frac{R_3}{2R_2} \tag{8-8}$$

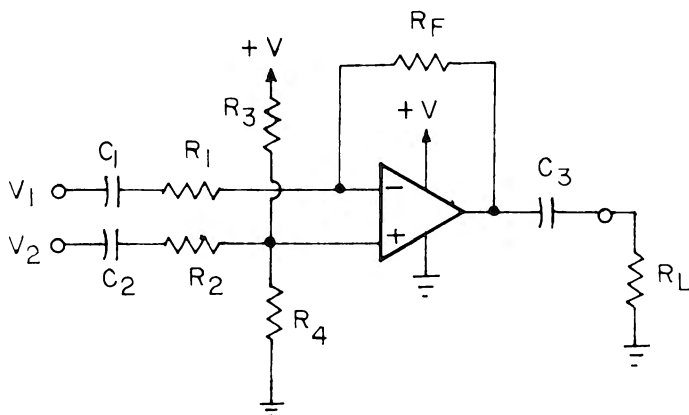



Figura 8-5. Amplificatore delle differenze con una sola alimentazione.

Esempio:

Progettate un sottrattore analogico (cioé con $R_F/R_1 = 1$) con un'impedenza di ingresso di 10 kΩ e una risposta a bassa frequenza di 30 Hz per ciascun ingresso. L'uscita pilota un carico di 1 kΩ.

Dato che il guadagno è 1, R_1, R_2 e R_F sono tutte uguali, e uguale anche è l'impedenza di ingresso che è 10 kΩ. Dall'equazione 8-8 si calcola il valore di R_3 (uguale a R_4):

$$\frac{R_F}{R_1} = \frac{R_3}{2R_2}$$

$$\frac{10\ k\Omega}{10\ k\Omega} = \frac{R_3}{(2)(10\ k\Omega)}$$

sicché R_3 e R_4 sono uguali a 20 kΩ. I condensatori di accoppiamento, usando le equazioni 8-3 e 8-4 sono di 0,5 μF, 0,5 μF e 5 μF rispettivamente per C_1, C_2 e C_3. Il circuito completo è rappresentato in fig. 8-6

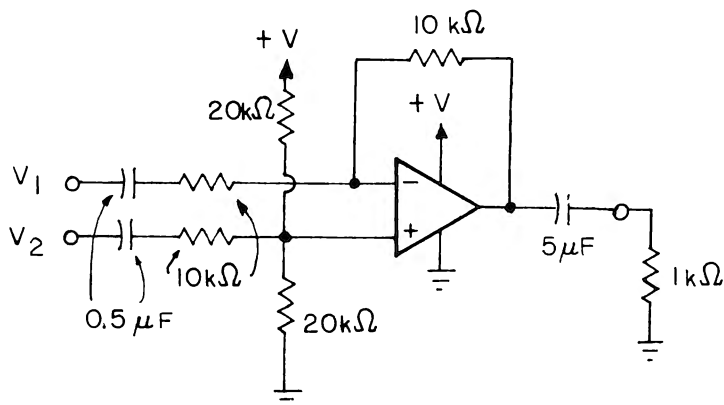



Figura 8-6.

Prima di concludere questo Capitolo vorrei darvi un suggerimento: se vi si presentasse la necessità di dover usare un circuito amp op c.a. con una sola alimentazione, prendete seriamente in considerazione i circuiti del prossimo Capitolo che usano *amp op Norton.*

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

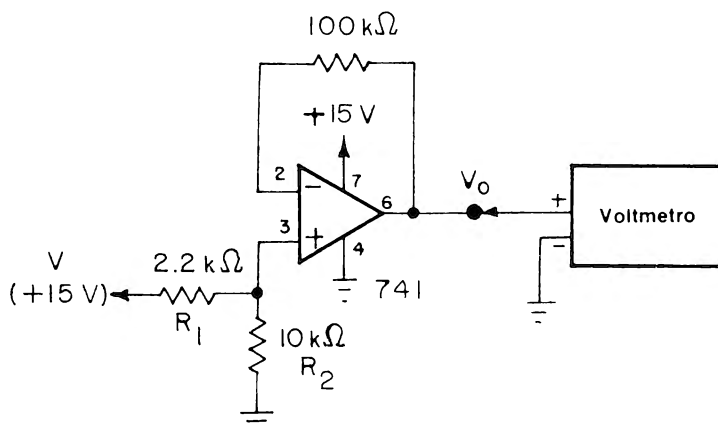
Gli esperimenti in questo Capitolo sono previsti per dimostrare il modo di operare di alcuni circuiti con amp op con una alimentazione singola invece della solita alimentazione doppia (bipolare). Gli esperimenti che eseguirete possono essere riepilogati come segue:

Esperimento N.	Scopo
1	Dimostrazione dell'effetto della variazione dei resistori di polarizzazione sulla tensione continua di uscita a riposo.
2	Operazione di un amplificatore invertente, identico a quello dell'esperimento a pag. 2-26 con l'eccezione che si usa una tensione di alimentazione singola.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra l'effetto della variazione delle resistenze di polarizzazione sulla tensione di uscita a riposo c.c., usando un amp op 741, alimentato da una sola tensione di alimentazione.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Tensione di uscita a riposo c.c.: $(V_o)_{c.c} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V)$

normalmente $(V_o)_{c.c.} = 0,5$ V $(R_1 = R_2)$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema. *Assicuratevi che il piedino 4 dell'amp op 741 sia collegato a massa.*

Passo 2

Alimentate il breadboard. Misurate prima la tensione di alimentazione (V) con il

voltmetro e annotate il risultato:

Tensione di alimentazione (V) = ―――――― volt

Passo 3

Misurate la tensione di uscita V_o modificando il valore di R_1 secondo la tabella riportata sotto. Confrontate le vostre misure con i risultati tecnici ottenibili dalle Formule di Progetto. *Prima di cambiare R_1 escludete l'alimentazione ogni volta.*

R_1	V_o misurato	V_o calcolato
2,2 kΩ		
3,9 kΩ		
4,7 kΩ		
6,8 kΩ		
10 kΩ		
22 kΩ		
33 kΩ		
47 kΩ		

Passo 4

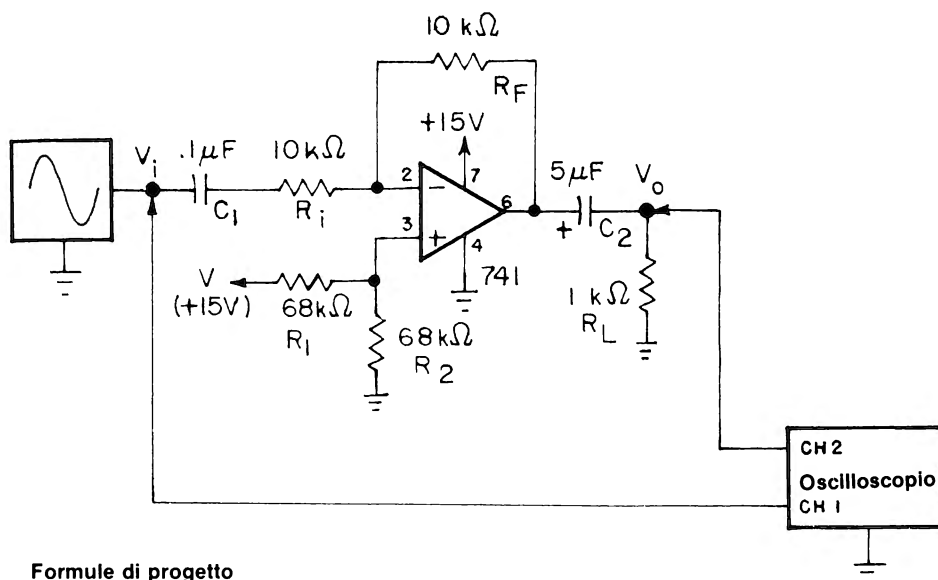
Verificate a quale valore di R_1 la tensione di uscita a riposo c.c. è uguale alla metà della tensione di alimentazione misurata nel passo 2.

La tensione di uscita a riposo c.c. è uguale alla metà della tensione di alimentazione quando R_1 è uguale a R_2 (10 kΩ). In generale, per un buon funzionamento con una sola alimentazione, la tensione di uscita a riposo viene fatta pari alla metà della tensione di alimentazione.

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento mostra come opera un amplificatore invertente alimentato con una sola tensione di alimentazione. Questo esperimento è identico all'esperimento 3 del Capitolo 2.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Guadagno in tensione $\frac{V_O}{V_i} = -\frac{R_F}{R_i}$

- Tensione c.c. di uscita a riposo: $(V_O)_{c.c} = \frac{R_2}{R_1 + R_2}(V)$

- Condensatori di accoppiamento: $C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_i}$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_L}$$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema.

Passo 2

Predisponete l'oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,2 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Alimentate il breadboard, regolate la tensione di uscita del generatore a 0,6 V picco-picco e la frequenza in modo tale da avere 5 periodi completi sulle 10 divisioni orizzontali (500 Hz). Confrontate il segnale di ingresso con quelli di uscita.

Il segnale di uscita è invertito rispetto al segnale di ingresso, dato che abbiamo un amplificatore invertente. Per il resto le due ampiezze sono uguali, dato che il guadagno in tensione è 1,0.

Passo 4

Modificate il resistore R_F mantenendo la tensione di ingresso fissa a 0,6 volt e completate la tabella riportata sotto: confrontate i risultati sperimentali con i valori dati ricavabili dalle Formule di Progetto.

R_F	V_o misurato (picco-picco)	Guadagno in tensione
27 kΩ		
39 kΩ		
47 kΩ		
82 kΩ		

CAPITOLO 9

L'AMPLIFICATORE OPERAZIONALE NORTON

INTRODUZIONE

In questo Capitolo descriveremo un altro tipo di amp op. L'amp op di Norton, o amplificatore con ingresso in corrente, è progettato per operare con una sola alimentazione. Questo amplificatore impiega uno "specchio di corrente" (currente mirror) per ottenere un funzionamento ad ingresso non invertente. I campi di applicazione sono simili a quelli discussi per l'amp op standard dei Capitoli precedenti.

OBIETTIVI

Alla fine di questo Capitolo sarete in grado di:

- Progettare e valutare il comportamento dei seguenti circuiti fondamentali, usando amp op Norton:

  - amplificatore invertente
  - amplificatore non invertente
  - amplificatore sommatore
  - amplificatore delle differenze
  - oscillatore controllato

FUNZIONAMENTO

L'amp op di Norton, o *amplificatore con ingresso in corrente,* è leggermente differente nel modo di operare rispetto all'amp op standard; anche il suo simbolo è differente.

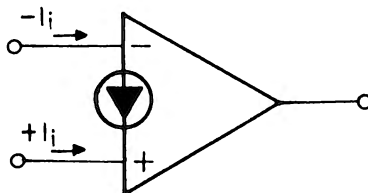



Figura 9-1. Simbolo per l'amp op Norton.

L'amp op di Norton opera sulla *differenza delle correnti che entrano attraverso l'ingresso invertente (−) e l'ingresso non invertente (+)*. L'amp op Norton più noto è il LM 3900, costruito dalla National Semiconductor, di cui in fig. 9-2 riportiamo la configurazione dei piedini. Noterete che in questo contenitore a 14 piedini, che viene venduto al dettaglio per poche centinaia di lire, ci sono ben 4 amplificatori indipendenti.

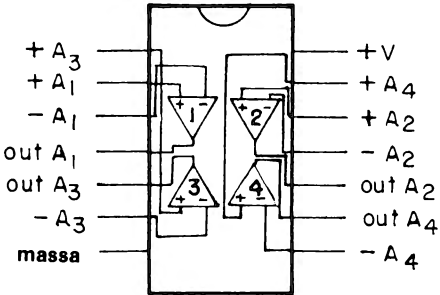



Figura 9-2. LM 3900 Norton - Configurazione dei piedini.

Anche se non ha molta importanza discutere in questa sede i principi su cui si basa il funzionamento di questo amp op, riteniamo opportuno segnalare un buon articolo sugli amp op Norton apparso in *Popular Electronics* *. In breve, le correnti in ingresso vengono differenziate al terminale di ingresso invertente, e questa differenza di corrente percorre un circuito esterno per produrre la tensione di uscita.

Questo tipo di amp op può essere usato in molte delle applicazioni realizzabili con amp op standard, presentate in questo libro, usando però una sola tensione di alimentazione. I parametri più importanti sono riepilogati e messi a confronto con quelli dell'amp op 741 nella tabella 9-1:

Tabella 9-1

	741	3900
Tensione di alimentazione, V	± 15	da + 4 a + 36
Guadagno ad anello aperto	200.000	2.800
f_T, MHz	1,0	1,0
I_b, μA	80	30
Z_i, MΩ	2,0	1,0
Z_o, Ω	75	8 k
Slew rate, V/μsec	0,5	0,5

* Jung, W. G. "CDA - The New Currente Differencing Amplifier." *Popular Electronics*, June, 1973, pagg. 61-66

POLARIZZAZIONE

Dato che l'amp op è alimentato con una sola tensione bisogna polarizzare il dispositivo in modo che vengano amplificate le escursioni dei segnali di ingresso sia positivi che negativi. Una cosa analoga si verifica per l'amplificatore a tubi o a transistori di *classe A*, e nella polarizzazione di amp op standard con una sola alimentazione (vedi Capitolo 8). Come riportato in fig. 9-3, la tecnica standard di polarizzazione è chiamata *"polarizzazione a specchio di corrente"* (corrente-mirror biasing), *e la tensione di uscita a riposo* (cioé la tensione continua di uscita senza segnale di ingresso) è normalmente metà della tensione di alimentazione. In pratica, la massima tensione di uscita che può essere ottenuta da un amp op LM 3900 è approssimativamente 0,7 volt in meno della tensione di alimentazione, cosicché la tensione a riposo dovrebbe essere la metà di questo valore.

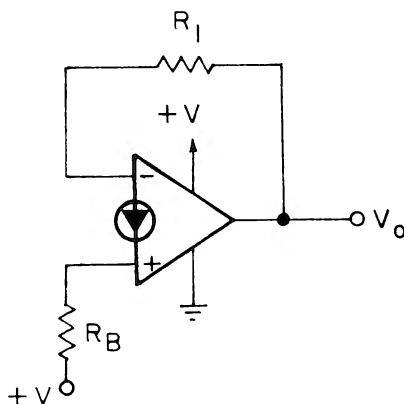



Figura 9-3. Polarizzazione a "specchio di corrente" (corrente-mirror biasing).

Per quanto riguarda le resistenze del circuito della figura 9-3, la tensione di uscita a riposo $(V_o)_{dc}$ è data da:

$$(V_o)_{c.c.} = \frac{R_1}{R_B}(V - 0{,}7) \qquad (9\text{-}1)$$

per cui in generale si prende R_B pari al doppio di R_1. Se non indicato diversamente questa regola sarà adottata per la maggior parte dei circuiti di amp op di Norton.

AMPLIFICATORE NON INVERTENTE

Nella figura 9-4 è rappresentato l'amplificatore non invertente che usa l'amp op di Norton, il più adatto come *amplificatore in c.a.* Come per l'amp op standard, il segnale di

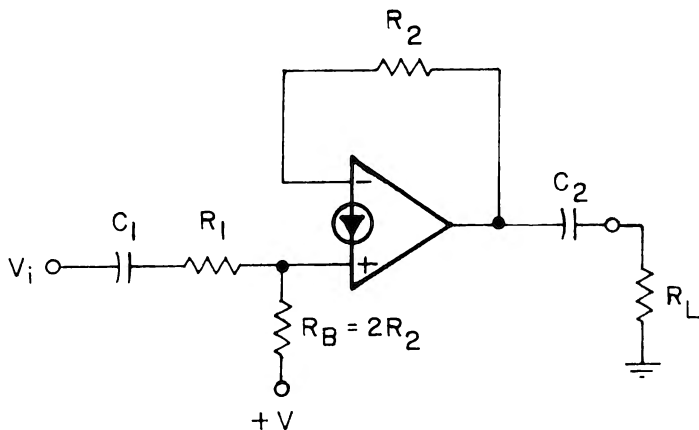



Figura 9-4. L'amplificatore non invertente.

ingresso è applicato all'ingresso non invertente. Dato che quasi tutte le configurazioni che usano amp op di Norton sono degli *amplificatori in c.a.*, i condensatori di ingresso e di uscita C_1 e C_2 vengono usati per eliminare la componente c.c. dai segnali rispettivamente di ingresso e di uscita.

A differenza dei circuiti non invertenti realizzati con amp op standard, il guadagno in tensione per il circuito amp op Norton non invertente è dato da:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_2}{R_1} \tag{9-2}$$

Inoltre, l'impedenza di ingresso di questo circuito è essenzialmente uguale a R_1.

Il valore del condensatore C_1 è determinato dalla frequenza di taglio inferiore (che è la frequenza alla quale il guadagno di tensione decresce dello 0,707, ovvero di − 3 dB, (Capitolo 8)

$$(f_c)_{inferiore} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1} \tag{9-3}$$

In funzione della resistenza di carico del circuito, si ricava C_2 in maniera analoga:

$$(f_c) = \frac{1}{2\pi R_L C_2} \tag{9-4}$$

Esempio:

Progettate un amplificatore in c.a. non invertente, usando un amp op di Norton, con taglio a bassa frequenza a circa 30 Hz, un guadagno in tensione di 10 e un carico di 1 kΩ.

Ponendo ad es. $R_1 = 100$ kΩ, R_2 deve essere uguale a 1 MΩ; R_B è uguale a $2R_2$, cioé 2 MΩ. Il condensatore C_1 è ricavato dall'equazione 9-3:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_1}$$

$$= \frac{1}{(6{,}28)\ (30\ \text{Hz})\ (100\ \text{k}\Omega)}$$

$$\simeq 0{,}05\ \mu\text{F}$$

Dall'equazione 9-4 si ricava

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_L}$$

$$= \frac{1}{(6{,}28)\ (30\ \text{Hz})\ (1\ \text{k}\Omega)}$$

$$\simeq 5\ \mu\text{F}$$

Il progetto completo è rappresentato in fig. 9-5

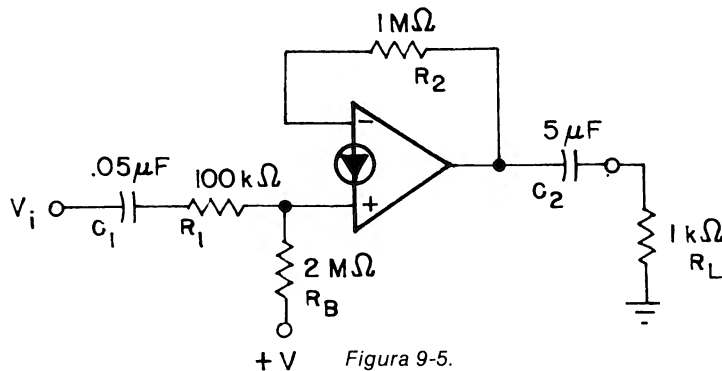



Figura 9-5.

L'AMPLIFICATORE INVERTENTE

Nella figura 9-6, l'amp op di Norton è cablato in configurazione invertente.

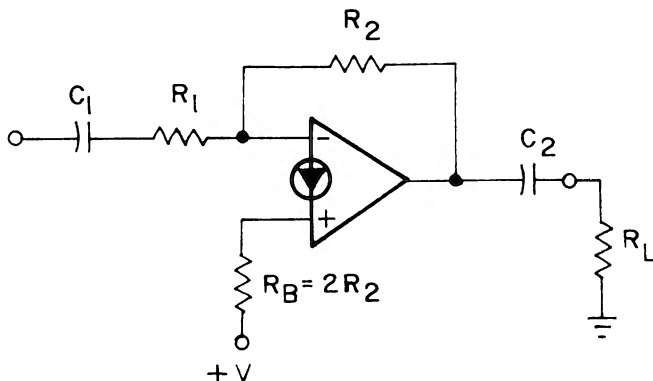



Figura 9-6. Amplificatore invertente.

Il guadagno in tensione è uguale a quello dell'amplificatore di Norton non invertente, a parte il segno (−).

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_2}{R_1} \tag{9-5}$$

L'impedenza di ingresso si questo circuito è semplicemente il valore di R_1.

AMPLIFICATORI SOMMATORI

A seconda dell'ingresso al quale vengono applicate le tensioni, abbiamo un amplificatore sommatore non invertente (fig. 9-7) oppure un amplificatore sommatore invertente (fig. 9-8). Le tensioni di uscita sono uguali per ambedue i circuiti, salvo la polarità, e sono date da:

$$V_o = \pm \frac{R_2}{R_1}(V_1 + V_2) \tag{9-6}$$

presumendo uguali i due resistori di ingresso.

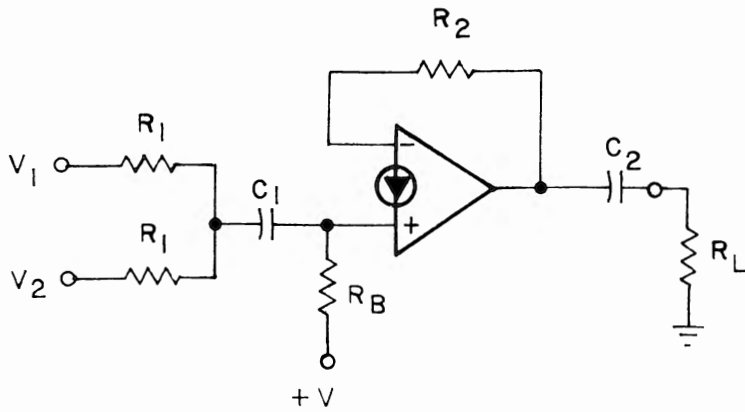



Figura 9-7. L'amplificatore sommatore non invertente.

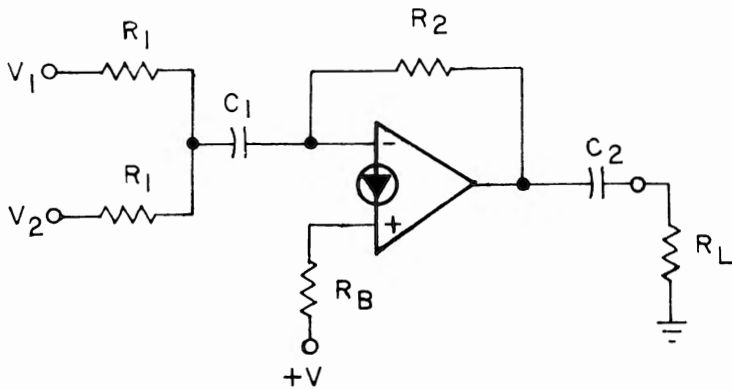



Figura 9-8. L'amplificatore sommatore invertente.

AMPLIFICATORE DELLE DIFFERENZE

Nella figura 9-9 l'amp op di Norton è impiegato come un amplificatore delle differenze. L'impedenza di ingresso di modo comune per ciscun ingresso è semplicemente il valore della corrispondente resistenza di ingresso, mentre l'impedenza differenziale è la somma delle due. La tensione di uscita in funzione dei due ingressi è:

$$V_o = \frac{R_3}{R_1} (V_2 - V_1) \qquad (9\text{-}7)$$

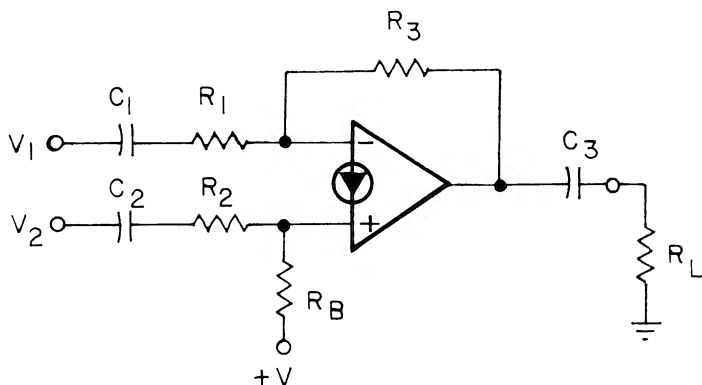



Figura 9-9. L'amplificatore delle differenze.

con $R_1 = R_2$

Esempio:

Utilizzando la fig. 9-9, progettate un amplificatore delle differenze con un guadagno in tensione di 10, un taglio a bassa frequenza ad approssimativamente 30 Hz, un'impedenza di ingresso di 100 kΩ per ambedue gli ingressi e un carico di 1 kΩ.

Dato che R_1 e R_2 devono essere di 100 kΩ (l'impedenza di ingresso per ciascun ingresso, giusto?) R_3 è 1 MΩ. Inoltre il resistore di polarizzazione R_B vale 2 R_3, cioé è 2 MΩ.

I condensatori C_1, C_2 e C_3 si ricavano dalle equazioni 9-3 e 9-4 dell'esempio precedente e sono $C_1 = C_2 = 0{,}05\ \mu F$ e $C_3 = 5\ \mu F$. Il circuito risultante è rappresentato nella figura 9-10.

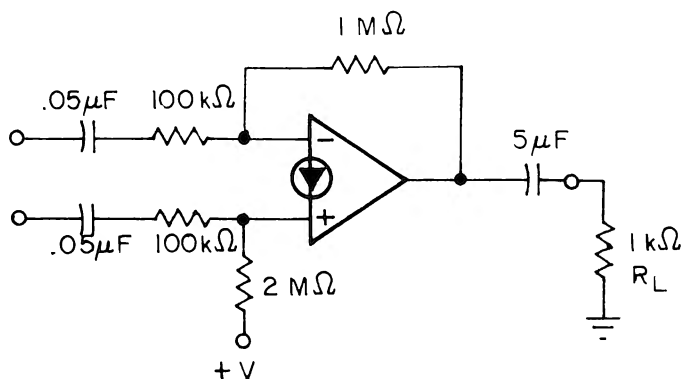



Figura 9-10.

ALTRE APPLICAZIONI

Come abbiamo visto parlando degli amp op classici nel corso di questo libro, sono possibili molte altre applicazioni; l'amp op-Norton non è una eccezione. Si possono realizzare comparatori "a finestra", generatori di funzione, gate logici, filtri attivi, regolatori ed anelli ad agganciamento di fase. I seguenti testi descrivono alcune delle molte applicazioni possibili oltre alle configurazioni fondamentali già presentate nel corso di questo libro.

1. Jung, W. G. "CDA - The New Currente Differencing Amplifier". *Popular Electronics,* June, 1973, pagg. 61-66.

2. Jung, W. G. "*The IC op-amp Cookbook*", Indianapolis: Howard W. Sams & Co., Inc., 1974, pagg. 474-514.

3. *Linear Data Book*, National Semiconductor.

Alcune di queste applicazioni, non descritte in questo Capitolo, saranno incluse negli esperimenti descritti di seguito.

INTRODUZIONE AGLI ESPERIMENTI

Gli esperimenti di questo Capitolo sono previsti per mostrare come si progettano e come operano i vari circuiti basati sull'uso dell'amp op di Norton LM 3900 con alimentazione singola.

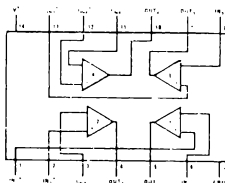
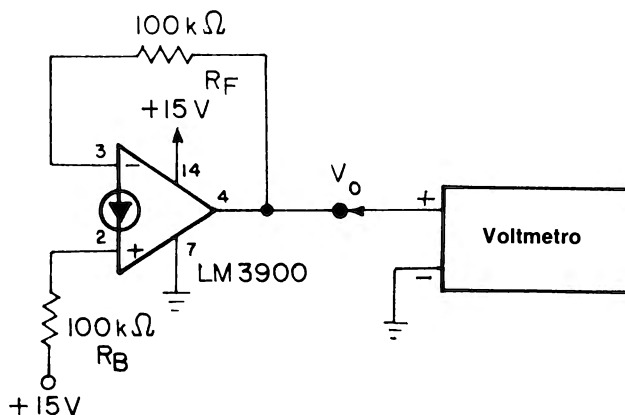
Gli esperimenti da eseguire possono essere riepilogati come segue:

Esperimento N.	Scopo
1	Dimostrazione dell'effetto della variazione della resistenza di polarizzazione sulla tensione di uscita.
2	Progettazione e funzionamento di un amplificatore in c.a. non invertente.
3	Progettazone e funzionamento di un amplificatore in c.a. Invertente.
4	Progettazione e funzionamento di comparatori non invertenti e invertenti con un indicatore a LED.
5	Funzionamento di un semplice oscillatore controllato.
6	Funzionamento di vari circuiti digitali logici con un indicatore a LED.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento mostra l'effetto della variazione del resistore di polarizzazione sulla tensione continua di uscita a riposo, usando un amp op di Norton LM 3900.

Configurazione dei pin di un amp op Norton LM 3900

Schema del circuito

Formule di progetto

- Tensione c.c. di uscita a riposo: $V_o = \frac{R_F}{R_B}$ (V)

Normalmente, $R_B = 2\ R_F$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema ed alimentate il breadboard. Misurate con un

voltmetro la tensione di alimentazione (V) annotando il risultato:

$V_{alimentazione}$ = ————————— volt

Passo 2

Misurate poi la tensione di uscita (V_o) modificando successivamente R_B, secondo la seguente tabella. Confrontate le misure ottenute con quelle ricavate dalle Formule di Progetto:

R_b	V_o misurata	V_o calcolata
100 kΩ		
150 kΩ		
200 kΩ		
270 kΩ		
330 kΩ		
390 kΩ		
470 kΩ		

Passo 3

Verificate per quale valore di R_B la tensione di uscita a riposo è all'incirca la metà della tensione di alimentazione misurata al passo 1.

La tensione di uscita a riposo è metà della tensione di alimentazione quando R_B è circa 200 kΩ, cioé due volte il valore del resistore di reazione R_F. Osservate che per R_B uguale a 100 kΩ, la tensione di uscita misurata è inferiore di circa 0,8 volt alla tensione di alimentazione.

La tensione di uscita a riposo con R_B uguale a R_F dovrebbe essere inferiore di circa 0,7 - 0,8 volt alla tensione di alimentazione misurata al passo 1 ed è la tensione di uscita massima che può essere ottenuta con questo amp op. Questa tensione massima di uscita è indicata spesso come *tensione di uscita in saturazione* V_{SAT}. In realtà, nell'equazione di progetto, al posto della tensione di alimentazione, dovrebbe essere usata questa tensione di saturazione.

Nel mio esperimento ho ottenuto i seguenti valori:

$V_{di\ alimentazione} = +\ 14,38\ V$

$V_{di\ saturazione} = +\ 13,59\ V\ (R_B = 100\ k\Omega)$

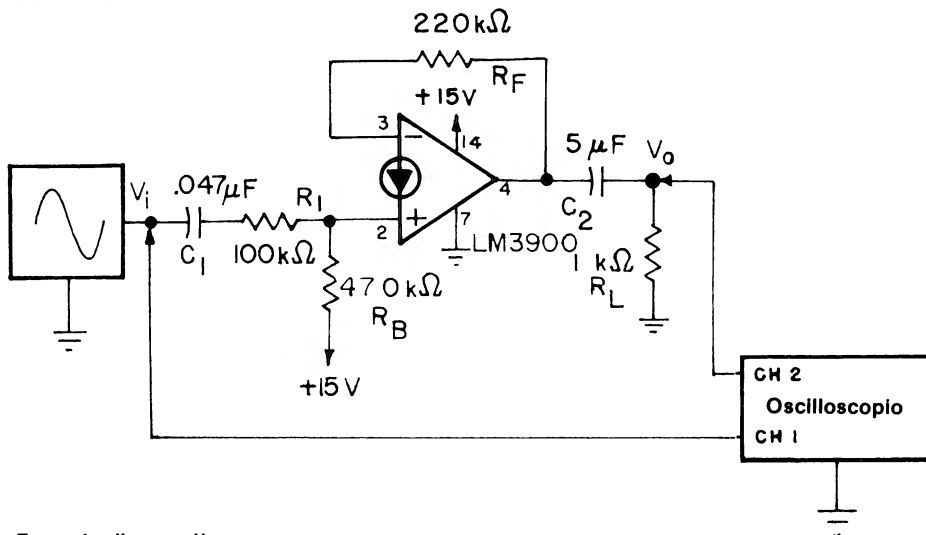
$V_o = +\ 7,28\ V\ (R_B = 200\ k\Omega)$

Quando, tuttavia, ho ripetuto l'esperimento con altri 17 amp op LM 3900, ho notato che la tensione di uscita a riposo variava da 7,22 a 7,79 volt ($\overline{X} = 7,40$, $\pm$ SD $= 0,16$) con R_B uguale a 200 kΩ. Per spiegare questo comportamento bisogna ammettere che ci siano piccole differenze tra amp op dello stesso tipo. Anche se in generale R_B dovrebbe essere due volte R_F, per ottenere i migliori risultati, il resistore R_B dovrà essere determinato sperimentalmente.

ESPERIMENTO N. 2

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un amplificatore in c.a. non invertente, usando un amp op LM 3900 con alimentazione singola.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Guadagno in tensione: $\frac{V_o}{V_i} = \frac{R_F}{R_1}$

- Uscita a riposo in c.c.: $(V_o)_{c.c.} = \frac{R_F}{R_B}$ (V)

- Condensatori di accoppiamento: $C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_1}$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_L}$$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema.

Passo 2

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,2 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Alimentate il breadboard, regolate la tensione di uscita del generatore a 0,2 V da picco a picco e la frequenza a 400 Hz (4 periodi completi). Osservate la differenza tra i segnali di uscita e di ingresso.

L'unica differenza tra questi due segnali è che il segnale di uscita è più grande del segnale di ingresso, dato che, trattandosi di un amplificatore non invertente, ambedue i segnali sono in fase.

Passo 4

Misurate la tensione di uscita da picco a picco e determinate il guadagno in tensione. Confrontate questo valore con quello ricavato dall'equazione nelle Formule di Progetto.

Dovreste aver misurato una tensione di uscita di circa 0,44 V picco-picco, ed un guadagno in tensione di 2,20.

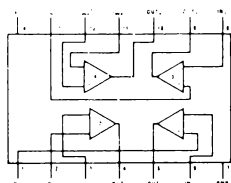
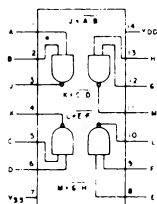
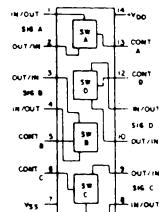
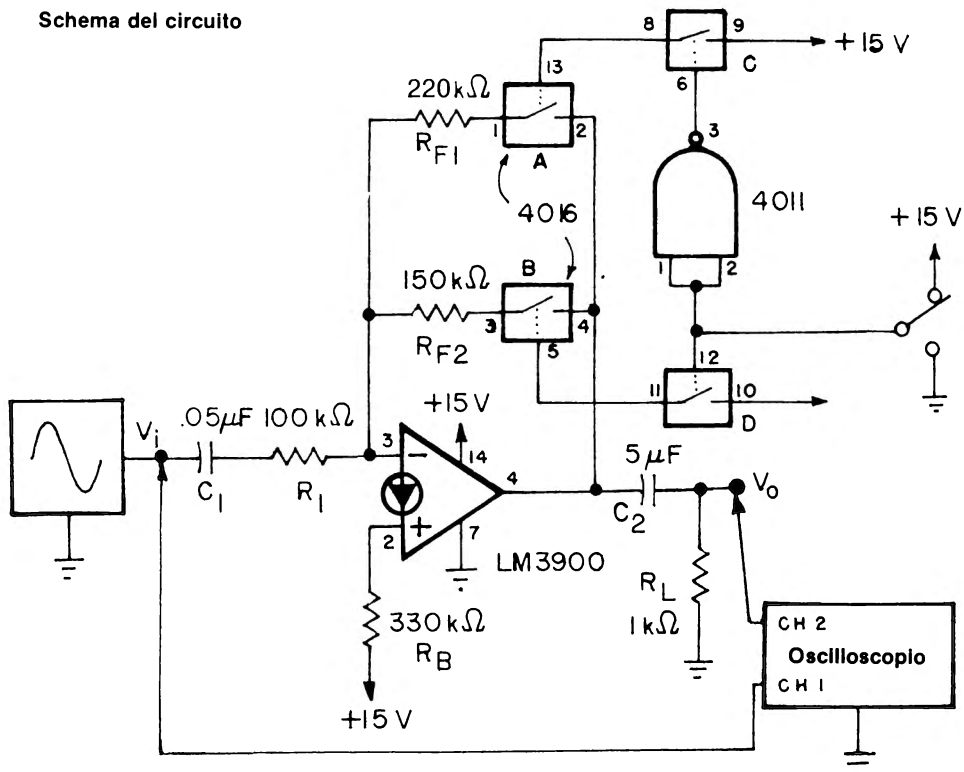
Passo 5

Verificate l'equazione del guadagno in tensione, cambiando il valore di R_F. Non dimenticate di cambiare anche R_B, in modo che sia approssimativamente 2 volte R_F.

ESPERIMENTO N.3

Scopo

Questo esperimento mostra come si progetta un amplificatore invertente usando un amp op di Norton LM 3900. Inoltre, il guadagno in tensione di questo circuito è controllato mediante un interruttore analogico tipo 4016 CMOS.

Configurazione dei pin dei circuiti integrati

Formule di progetto

- Guadagno in tensione $\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_F}{R_i}$

- Uscita a riposo in c.c. $(V_o)_{c.c.} = \frac{R_F}{R_B}$ (V)

- Condensatori di accoppiamento: $C_1 = \frac{1}{2\pi f_c R_1}$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_c R_L}$$

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema. Quando si usano circuiti integrati CMOS, *è necessario far terminare tutti gli ingressi non utilizzati a massa o al più 1.* Con il gate NAND a 2 input CMOS 4011, collegate i piedini 5, 6, 8, 12 e 13 all'alimentazione + 15 volt. Non dimenticate i collegamenti di alimentazione del 4011 e cioé il piedino 14 (+ 15 V) e il piedino 7 (massa), dato che normalmente questi collegamenti di alimentazione vengono omessi negli schemi elettrici.

Passo 2

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canali 1 e 2: 0,2 V per divisione

- Base dei tempi: 1 ms per divisione

- Accoppiamento c.c.

Passo 3

Commutate l'interruttore SPDT a + 15 V ed alimentate il breadboard. Regolate la tensione d'ingresso picco-picco a 0,4 V (2 divisioni), e la frequenza a 500 Hz (5 periodi completi).

Passo 4

Misurate la tensione da picco a picco e determinate il guadagno in tensione per

questo tipo di configurazione. Determinate, in base al risultato, il resistore di reazione "inserita" nel circuito.

Dovreste aver misurato una tensione di uscita da picco a picco di circa 0,6 V, corrispondente ad un guadagno in tensione di 1,50. Di conseguenza, dall'equazione di progetto si può concludere che il resistore di reazione è dato dal resistore da 150 kΩ. Inoltre, l'uscita è *invertita* rispetto all'ingresso, dato che si tratta di un *amplificatore invertente.*

Passo 5

Collegate il SPDT a massa e misurate il guadagno in tensione.

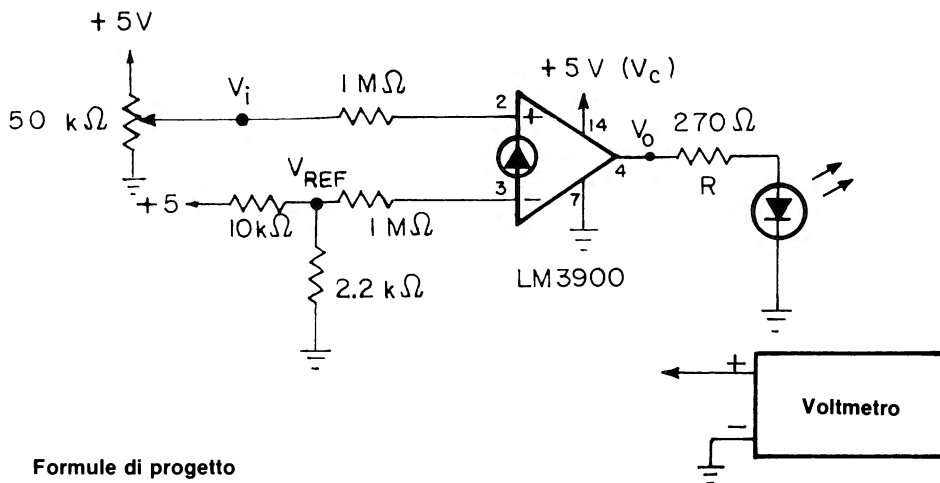
La tensione di uscita dovrebbe essere approssimativamente di 1,32 V, corrispondente ad un guadagno in tensione di 220. Il resistore da 220 kΩ è ora inserito come resistore di reazione.

Questo circuito è molto interessante soprattutto per il fatto che possiamo alterare il guadagno di tensione usando interruttori analogici. Gli interruttori A e B permettono di modificare il valore del resistore di reazione da 150 kΩ a 220 kΩ. Gli interruttori A e B operano essenzialmente come una coppia di interruttori SPST (a una via e a una posizione), di cui uno solo è chiuso in ogni dato momento. Gli interruttori C e D unitamente al NAND 4011 rappresentano una configurazione equivalente a quella dell'interruttore SPDT. Quando l'interruttore SPDT *manuale* è collegato a + 15 V, l'interruttore D è *chiuso* mentre l'interruttore C è *aperto.* Quando l'interruttore SPDT manuale è collegato a massa, *D* è aperto, e C è chiuso. Invece di un interruttore manuale, per controllare il guadagno in tensione dell'amp op ad·un certo istante, può essere impiegato un circuito digitale adatto, quale un decodificatore o un comparatore (vedi Esperimento N. 4).

ESPERIMENTO N. 4

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di comparatori non invertenti e invertenti, impiegando un amp op di Norton LM 3900 con un indicatore LED.

Schema del circuito

Formule di progetto

- Quando $V_i < V_{REF}$; $V_o = 0$ (LED spento)

$V_i > V_{REF}$; $V_o = 4{,}2$ V (LED acceso)

usando un'alimentazione di + 5 V.

Passo 1

Se usate un'alimentazione + 5 V, cablate il circuito secondo lo schema e usate per R un resistore da 1,5 kΩ. Per altre tensioni di alimentazione tra 4 e 36 V, calcolate R secondo la formula:

$$R = \frac{V_c - 2{,}6}{10 \text{ mA}}$$

Passo 2

Alimentate il breadboard e misurate accuratamente con un voltmetro (preferibilmente di tipo digitale oppure un DVM) V_{REF}, annotando il risultato:

$$V_{REF} = __________ \text{ V}$$

Nel mio esperimento ho ottenuto + 0,95 V, usando un'alimentazione di + 5 V; con un'alimentazione di + 15 V, ho ottenuto + 2,78 V.

Passo 3

Collegate il voltmetro per misurare la tensione V_i. Variate il potenziometro da 50 kΩ, in modo che V_i *sia minore del* valore V_{REF} misurato al passo 2. Controllate se il LED è acceso.

Il LED dovrebbe essere *spento*, in quanto la tensione di ingresso è minore della tensione di riferimento.

Passo 4

Aumentate lentamente la tensione di ingresso finché il LED si accenda ed acquisti la massima luminosità. Confrontate la tensione di ingresso con la tensione di riferimento misurata al passo 2.

La tensione di ingresso dovrebbe essere *maggiore della* tensione di riferimento. Si tratta di un comparatore invertente o non invertente?

Si tratta di un comparatore *non invertente.*

Passo 5

Togliete l'alimentazione dal breadboard e invertite i collegamenti di ingresso + e − dell'amp op, formando un comparatore *invertente.*

Passo 6

Alimentate il breadboard e variate V_i in modo che diventi *minore di* V_{REF} (passo 2). Controllate se il LED è acceso o spento.

Dato che si tratta di un comparatore invertente, l'indicatore a LED dovrebbe essere *acceso.*

Passo 7

Aumentate lentamente la tensione di ingresso fino a quando il LED è spento. Controllate se la tensione di ingresso è minore o maggiore della tensione di riferimento misurata al passo 2.

La tensione di ingresso dovrebbe essere maggiore della tensione di riferimento.

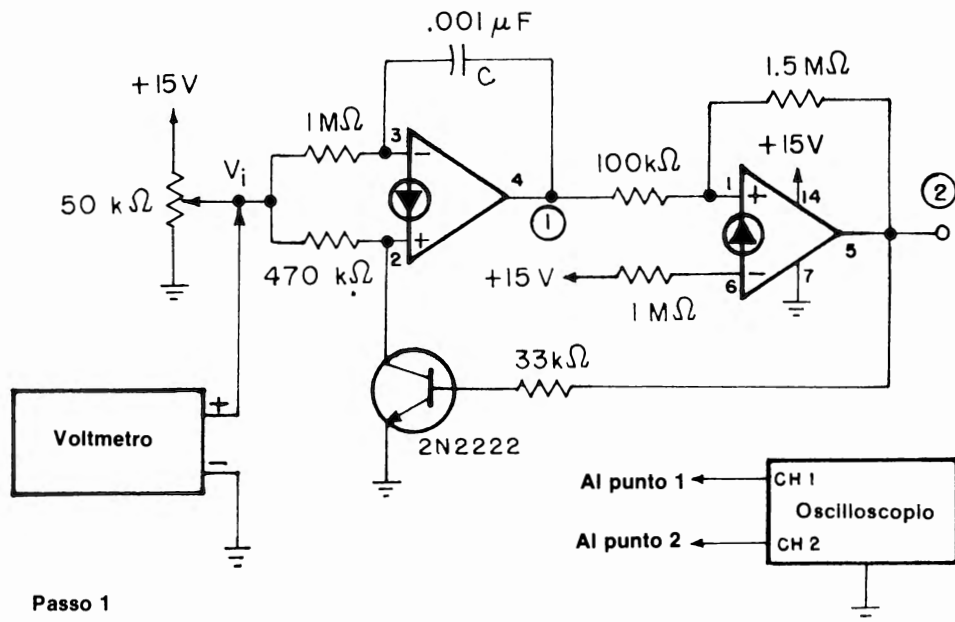
Passo 8

Ripetete questo esperimento per un diverso valore di V_{REF}, modificando il valore del resistore, per esempio portandolo da 2,2 kΩ a 10 kΩ.

ESPERIMENTO N. 5

Scopo

Questo esperimento mostra il modo di operare di un oscillatore controllato, fatto con un amp op di Norton LM 3900.

Schema del circuito

Passo 1

Predisponete il vostro oscilloscopio come segue:

- Canale 1: 0,5 V per divisione
- Canale 2: 5 V per divisione
- Base dei tempi: 1 ms per divisione
- Accoppiamento c.c.

Servirà inoltre un voltmetro, preferibilmente di tipo digitale, in grado di misurare da 0 a 10 V.

Passo 2

Cablate il circuito secondo lo schema. Alimentate il breadboard e regolate il potenziometro da 50 kΩ in modo tale che la tensione di ingresso V_i sia pari a circa 1,50 V. Osservate lo schermo dell'oscilloscopio.

Sul canale 1 dovreste vedere una forma d'onda triangolare, e sul canale 2 una forma d'onda quadra.

Passo 3

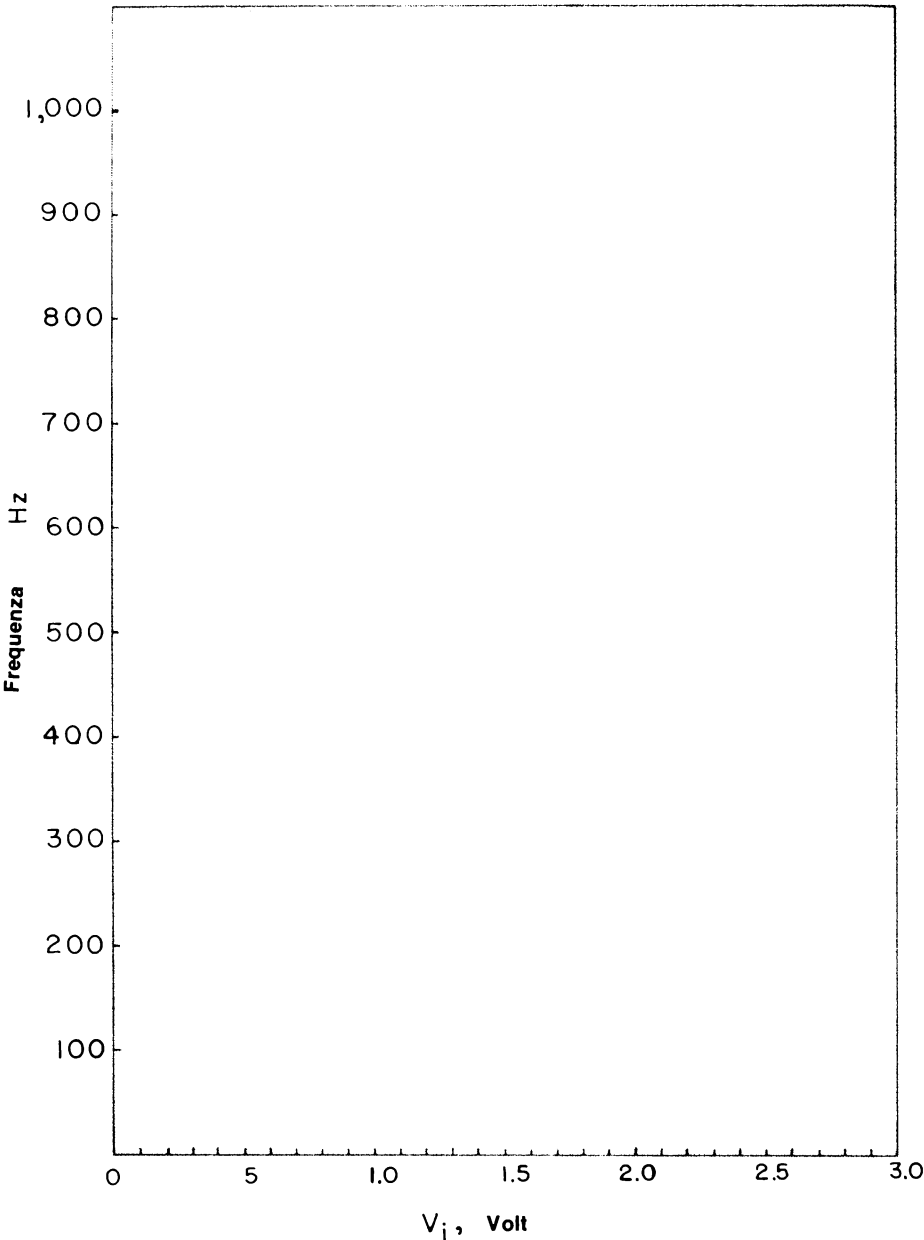
Variate il potenziometro per aumentare la tensione di ingresso. Controllate se aumenta o diminuisce la frequenza di queste due forme d'onda.

Con l'aumentare della tensione di ingresso, la frequenza *aumenterà*.

Passo 4

Regolate il potenziometro in modo che un periodo completo occupi le 10 divisioni orizzontali dello schermo dell'oscilloscopio (cioé 100 Hz). Modificate la tensione di ingresso in modo da fare apparire un numero intero di periodi completi sullo schermo per completare la seguente tabella. Inoltre, riportate i risultati sul grafico della pagina seguente.

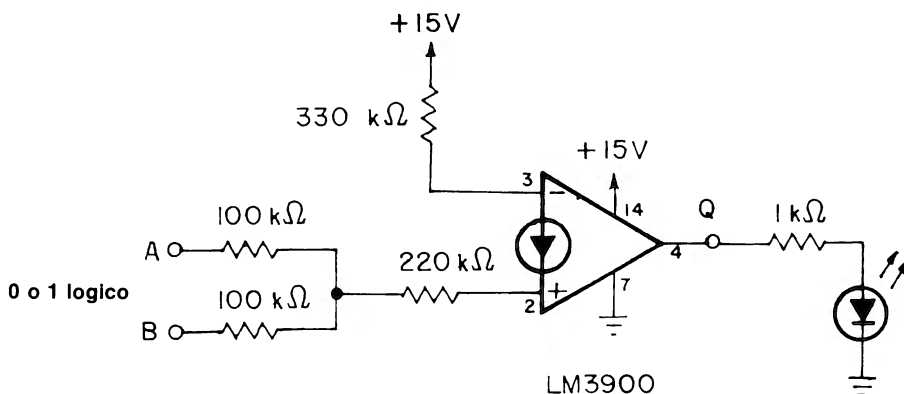
Numero di periodi per 10 divisioni	Frequenza Hz	V_i volt
1	100	
2	200	
3	300	
4	400	
5	500	
6	600	
7	700	
8	800	
9	900	
10	1.000	

1,000
900
800
700
600
500
400
300
200
100
Frequenza Hz
0
5
1.0
1.5
2.0
2.5
3.0
V_i, Volt

Dovreste aver osservato che la frequenza dell'oscillatore controllato aumenta *linearmente* con l'aumentare della tensione di ingresso. Nel mio esperimento la frequenza di uscita aumentava di 56 Hz per un aumento di 0,1 V.

ESPERIMENTO N. 6

Scopo

Questo esperimento mostra che l'amp op Norton può essere impiegato per realizzare i seguenti circuiti logici: AND a 2 ingessi, NAND, OR e NOR e INVERTITORE. Compilerete Voi stessi sperimentalmente la tabella della verità per queste funzioni logiche, osservando lo stato del LED.

Schema del circuito

Passo 1

Cablate il circuito secondo lo schema. Collegate a massa (0 logico), inizialmente, ambedue gli ingressi (A e B). Un 1 logico in ingresso corrisponde ad un collegamento all'alimentazione + 15 V. Il circuito di cui sopra è un AND a 2 ingressi.

Passo 2

Alimentate il breadboard. Il LED dovrebbe essere spento, inicando che l'uscita (Q) di questo circuito AND a 2 ingressi a logico (un 1 è dato dal LED acceso), quando ambedue gli ingressi sono a 0 logico.

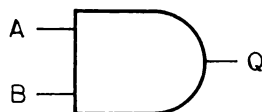
Passo 3

Completate la seguente tabella della verità per questo AND a 2 ingressi, modificando gli ingressi logici.

Ingressi A	B	Uscita Q
0	0	0
1	0	
0	1	
1	1	

Se avete fatto tutto correttamente, il risultato dovrebbe corrispondere alla classica tabella della verità di un circuito AND a due ingressi riportata qui sotto:

Ingressi A	B	Uscita Q
0	0	0
1	0	0
0	1	0
1	1	1

Soltanto quando *ambedue* gli ingressi A e B sono a 1, l'uscita Q è a 1, e si accende cioé il LED. Questo circuito funziona come un circuito AND a 2 ingressi TTL del tipo 7408. Possiamo quindi rappresentare questo circuto con amp op di Norton con il seguente simbolo logico (caratteristico di un circuito AND):

Passo 4

Togliete l'alimentazione al breadboard e *invertite i collegamenti agli ingressi, dell'amp op, invertente (−) e non invertente* (+) (rispettivamente piedini 3 e 2). Questa configurazione forma un circuito NAND a 2 ingressi cioé l'opposto di un circuito AND a due ingressi. Inoltre, mettete ambedue gli ingressi A e B a 0.

Passo 5

Alimentate il breadboard. Ora il LED dovrebbe essere acceso indicando che l'uscita di

questo circuito AND è a 1 logico, essendo ambedue gli ingressi a 0.

Passo 6

Variando gli ingressi, completate la seguente tabella della verità per questo circuito NAND a due ingressi:

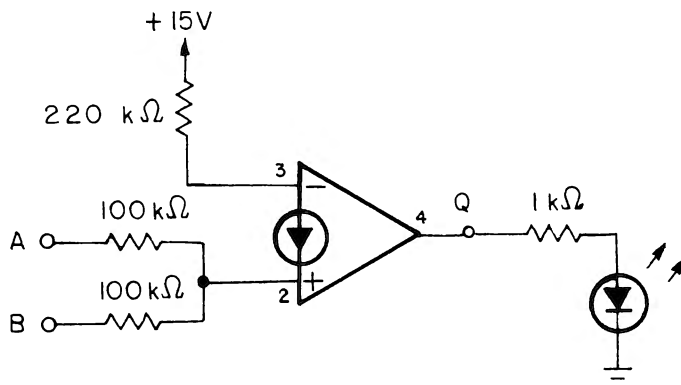
Ingressi A	B	Uscita Q
0	0	1
1	0	
0	1	
1	1	

Il risultato dovrebbe corrispondere alla seguente tabella della verità

Ingressi A	B	Uscita Q
0	0	1
1	0	·1
0	1	1
1	1	0

Soltanto quando ambedue gli ingressi sono a 0, anche l'uscita è a 0. Confrontate questa tabella della verità con quella al passo 3. Le uscite sono opposte per ingressi uguali. Questo circuito funziona come il NAND a 2 ingressi TTL, tipo 7400; possimao di conseguenza rappresentare questo circuito con amp op di Norton con il simbolo logico equivalente (circuito NAND)

Passo 7

Staccate l'alimentazione dal breadboard. Cablate ora il circuito secondo il seguente schema che corrisponde ad un circuito *OR a due ingressi.*

Passo 8

Mettete, inizialmente, ambedue gli ingressi a 0. Alimentate il breadboard. Il LED dovrebbe essere spento, (0 logico).

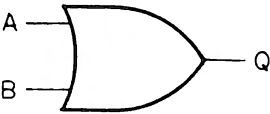
Passo 9

Variando i segnali logici in ingresso, completate la seguente tabella della verità per questo OR a 2 ingressi:

Ingressi		Uscita
A	B	Q
0	0	0
1	0	
0	1	
1	1	

Il risultato dovrebbe corrispondere alla seguente tabella della verità:

Ingressi A	B	Uscita Q
0	0	0
1	0	1
0	1	1
1	1	1

Soltanto quando ambedue gli ingressi sono a 0, anche l'uscita è a 0. Questo circuito funziona come un OR a 2 ingressi TTL, del tipo 7432; possiamo quindi rappresentare questo circuito con amp op di Norton con il simbolo logico equivalente (circuito OR):

Passo 10

Togliete nuovamente l'alimentazione al breadboard *e invertite i collegamenti di ingressi dell'amp op*, come al passo 4. Con i nuovi collegamenti si ottiene un circuito NOR a 2 input, che è l'opposto di un circuito OR a 2 ingressi. Mettete inoltre ambedue gli input a uno 0 logico.

Passo 11

Alimentate il breadboard. Il LED dovrebbe essere acceso. Completate la seguente tabella della verità per questo circuito NOR a 2 ingressi, modificando gli ingressi logici

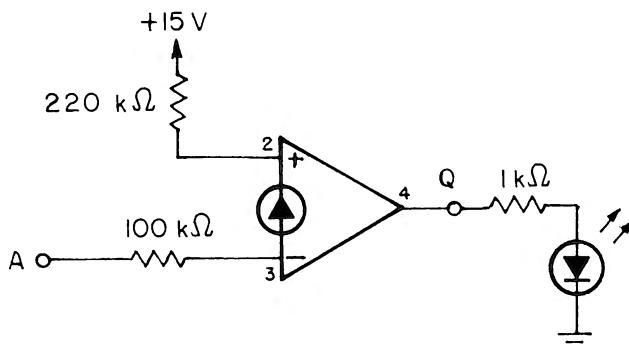
Ingressi A	B	Uscita Q
0	0	1
1	0	
0	1	
1	1	

Il risultato dovrebbe corrispondere alla seguente tabella della verità:

Ingressi A	B	Uscita Q
0	0	1
1	0	0
0	1	0
1	1	0

Solo quando ambedue gli ingressi sono 0, l'uscita è a 1. Confrontate questa tabella con quella del passo 9. Le uscite sono opposte per ingressi logici uguali. Questo circuito funziona come il circuito NOR a 2 ingressi TTL, tipo 7402; possiamo quindi rappresentare questo circuito con amp op di Norton con il simbolo logico equivalente (circuito NOR):

Passo 12

Togliete l'alimentazione al breadboard. Cablate ora il circuito secondo il seguente schema, che è quello di un *invertitore.*

Passo 13

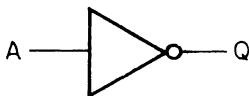
Mettete inizialmente il solo ingresso A a 0. Alimentate il breadboard. Il LED dovrebbe essere acceso.

Passo 14

Ora mettete l'ingresso A a 1. Controllate se il LED è acceso o spento.

Il LED dovrebbe essere *spento*, dato che l'uscita dell'invertitore è *l'opposto* dell'ingresso, come risulta dalla seguente tabella della verità:

Ingresso A	Uscita Q
0	1
1	0

Questo circuito funziona come l'invertitore TTL tipo 7404; possiamo quindi rappresentare questo circuito con amp op di Norton con il simbolo logico equivalente (INVERTER).

Se vi siete già occupati in precedenza di circuiti integrati TTL come quelli presentati per esempio nei *Bugbooks I e II,* potreste avere la tentazione di verificare cosa succede quando un ingresso viene lasciato aperto.

Un ingresso aperto in un circuito integrato TTL è generalmente sentito come un 1 logico. Con i circuiti logici con amp op di Norton, tuttavia, gli ingressi devono essere a 0 oppure a 1. *Non dovrebbero rimanere aperti.*

CAPITOLO 10

L'AMPLIFICATORE PER STRUMENTAZIONE

INTRODUZIONE

In quest'ultimo Capitolo verrà descritto un altro tipo di amplificatore a circuito integrato. L'amplificatore per strumentazione (Instrumentation amplifier, IA) è un amp differenziale ad anello chiuso ed è fondamentalmente diverso dagli amp op standard.

OBIETTIVI

Alla fine di questo Capitolo sarete in grado di:

- Spiegare le differenze di comportamento tra un amp op IA e un amp op standard.
- Valutare le caratteristiche dell'amplificatore di strumentazione Burr-Brown 3660J.

AMPLIFICATORE PER STRUMENTAZIONE

L'amplificatore per strumentazione oppure IA, è un amplificatore a guadagno fisso (committed) con una rete di reazione interna di elevata precisione. Dal Capitolo 1 sappiamo che l'amp op è un *dispositivo "uncommitted" ad anello aperto* il cui comportamento dipende dal tipo di rete esterna impiegata *). Come sottolineato nel Capitolo 2, parametri come l'impedenza di ingresso e di uscita, la tensione di offset di uscita dipendono dalla rete di reazione esterna. Inoltre il circuito amp op standard, quando è necessario amplifcare soltanto *segnali molto deboli*, normalmente da pochi microvolt a alcuni millivolt, in presenza di valori elevati di tensioni di modo comune (rumore), richiede normalmente qualche compromesso nelle prestazioni.

L'IA è usato quasi sempre come amplificatore delle differenze, e amplifica quindi la differenza tra due segnali di ingresso riferiti a massa. Una caratteristica molto importante dell'IA è la sua *alta reiezione di modo comune* (CMR), cioé la sua abilità di non amplificare segnali in fase riferiti a massa comuni ad ambedue gli ingressi, (per es. disturbi di rete) anche quando questi generatori di segnale in ingresso siano sbilanciati di 1 kΩ.

La figura 10-1 riporta un amp op standard, usato come amplificatore delle differenze.

---

* Due buoni riferimenti su amplificatori per strumentazione sono:
1. Miller, B. "For Touch Measurements, Try IA's *"Electronic Design*, August 2, 1974, pagg. 84-87
2. Goodenough, F. "Op Amp or Instrumentation Amp; When do you use which and why?" EDN, May 20, 1977, pagg. 109-113.

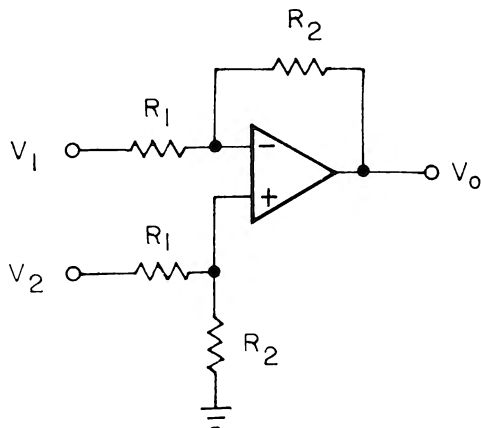



Figura 10-1. Amp op delle differenze.

Idealmente, per segnali a basso livello vorremmo avere alto guadagno e alta impedenza di ingresso. Dal Capitolo 2 sappiamo che la tensione di uscita per questo circuito è teoricamente:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) \tag{10-1}$$

Nella pratica ci aspetteremo naturalmente che ci sia anche un segnale di tensione (V_{CM}), come un rumore da 60 Hz, presente simultaneamente su ambedue gli ingressi. Di conseguenza, questa tensione di *modo comune* aggiunge un termine di errore all'equazione 10-1 che diventa così:

$$V_O = \frac{R_2}{R_1}(V_2 - V_1) + \frac{R_2}{R_1}\left(\frac{V_{CM}}{CMRR}\right) \tag{10-2}$$

ove CMRR è il rapporto di reiezione di modo comune dell'IA, espresso in dB (vedi Capitolo 1). Perché l'equazione 10-2 si avvicini all'equazione 10-1, il CMRR deve essere sufficientemente grande da rendere trascurabile il termine di errore.

Per avere simultaneamente alto guadagno ed alta impedenza di ingresso sono richieste scelte progettuali tra loro in conflitto. Per avere un alto guadagno in questo circuito, il resistore di ingresso R_1 deve essere piccolo. D'altra parte, R_1 deve essere grande per avere un'impedenza di ingresso grande. La caratteristica dell'IA sta proprio nel

fatto che elimina la maggior parte di questi problemi che si verificano utilizzando amp op standard, specialmente come amplificatori delle differenze. L'IA risponde soltanto alla differenza tra i due segnali di ingresso ed ha inoltre un'impedenza di ingresso estremamente alta tra qualsiasi ingresso a massa. L'IA ha un solo resistore che stabilisce il guadagno e *che non influenza l'impedenza di ingresso, ma soltanto il CMRR.* Abbiamo così preparato tutto quello che ci serve.

Per conoscere l'IA più da vicino, prenderemo in esame l'IA 3660J costruito da Burr-Brown, che è un esempio rappresentativo. Il 3660J è un circuito integrato a 10 piedini in un contenitore TO-100 (fig. 10-2). *Non è economico*: si vende al alcune migliaia di lire. Se non altro, il prezzo mostra che si tratta di un dispositivo di precisione, rispetto al suo lontano cugino l'amp op 741, in vendita a poche centinaia di lire.

Impiegando un IA 3660J, la tensione di uscita per il circuito di fig. 10-3, è data da:

$$V_O = (V_2 - V_1)\frac{100\ k\Omega}{R_G}$$

R_G è il resistore esterno che stabilisce il guadagno. Come l'amp op standard, l'IA opera con un'alimentazione bipolare i cui collegamenti di regola vengono omessi dallo schema circuitale.

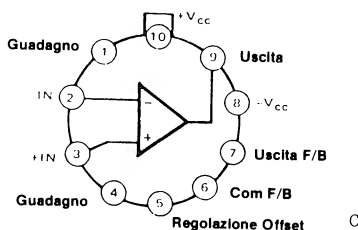



Figura 10-2. L'amplificatore per strumentazione Burr-Brown 3660J (per gentile concessione della Burr-Brown).

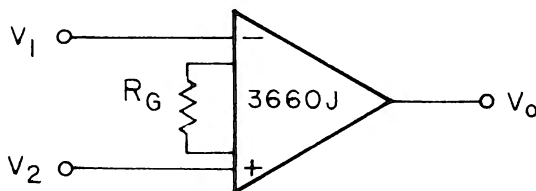



Figura 10-3. Amplificatore delle differenze realizzato con IA.

Le specifiche dell'IA 3660J, desunte dal suo foglio dati, sono riassunte nella seguente tabella 10-1:

Tabella 10-1
Riepilogo delle specifiche per l'IA 3660J

Guadagno in tensione (G)	
range	1-1000 (0 – 60 dB)
Uscite	
Tensione di uscita (nominale)	± 10 V
corrente di uscita (nominale)	± 10 mA
impedenza d'uscita c.c. (d G =100)	0,15 Ω
Ingresso	
impedenza differenziale	$2\ 10^6$ Ω/G
impedenza di modo comune	$2\ 10^6$ Ω/G
tensione di ingresso (nominale)	± 10 V
CMRR, da c.c. a 60 Hz, dG=10	
sbilanciamento di 1 kΩ	76 dB
G = 1000, sbilanciamento di 1 kΩ	96 dB(minimo)
Offset	
tensione di offset (riferita all'ingresso)	$\pm\ (6 + \frac{600}{G})$ mV
tensione di offset (riferita all'uscita)	$\pm\ (6 + \frac{600}{G})$ gmV
corrente di polarizzazione (ciascun ingresso)	200 nA
Risposta dinamica (d G = 100)	
per ± 1% risposta piatta	10 kHz (tipico)
slew rate	1,8 V/μs
Alimentazione	
tensione nominale	± 15 V
range di tensione	da ± 7 a 20 V
corrente massima a riposo	± 6 mA

UN'APPLICAZIONE

Dato che l'IA risponde soltanto alla differenza tra le due tensioni di ingresso, può essere usato sia per sistemi *bilanciati* che per sistemi *non bilanciati*. Un sistema bilanciato è un sistema in cui l'uscita di una sorgente di segnale appare su due linee, aventi ambedue uguale impedenza di generatore, e le tensioni di uscita riferite a massa, (livello di modo comune) come per l'uscita di un ponte bilanciato di Wheatstone (fig. 10-4).

La tensione al punto 1, riferita a massa vale

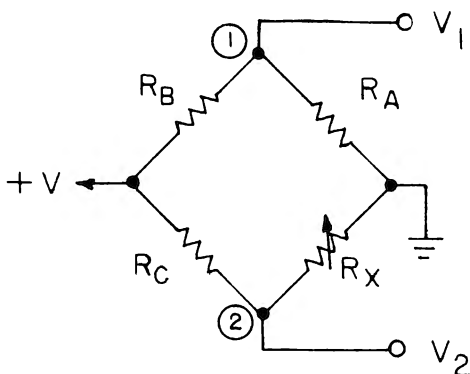



Figura 10-4. Ponte di Wheatstone.

$$V_1 = \left(\frac{R_A}{R_A + R_B}\right) V \qquad (10\text{-}4)$$

La tensione al punto 2, sempre riferita a massa vale

$$V_2 = \left(\frac{R_X}{R_C + R_X}\right) V \qquad (10\text{-}5)$$

Quando questo ponte è bilanciato (la tensione di uscita del ponte $V_1 - V_2 =$ zero) le equazioni 10-4 e 10-5 sono uguali tra loro, in modo che

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} = \frac{R_X}{R_C + R_X}$$

$$R_A (R_C + R_X) = R_X (R_A + R_B)$$

$$R_X = \frac{R_A + R_C}{R_B} \qquad (10\text{-}6)$$

Il ponte di Wheatstone può essere usato o come ponte bilanciato, dove la resistenza R_X incognita viene misurata regolando i valori degli altri resistori del ponte fino a ottenere un'uscita zero, oppure come ponte non bilanciato dove la resistenza incognita è misurata

attraverso la misura della tensione di uscita del ponte. *Il ponte bilanciato è usato soltanto per situazioni di misura statica, mentre il ponte non bilanciato è usato per misure sia statiche che dinamiche.* Molte applicazioni con trasduttori (per esempio strain-gange) usano il ponte di Wheatstone nella sua condizione non bilanciata, situazione che trova nell'IA un amplificatore ottimale (fig. 10-5) dato che è progettato appositamente per non amplificare la tensione di modo comune presente ai terminali 1 e 2 del ponte.

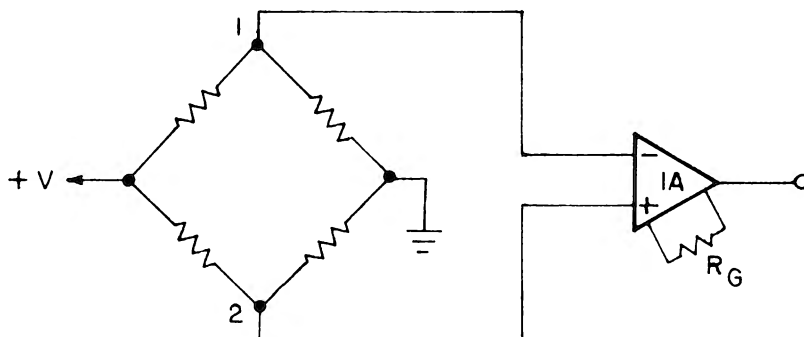



Figura 10-5.

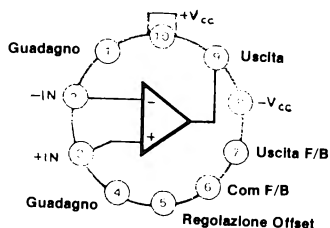
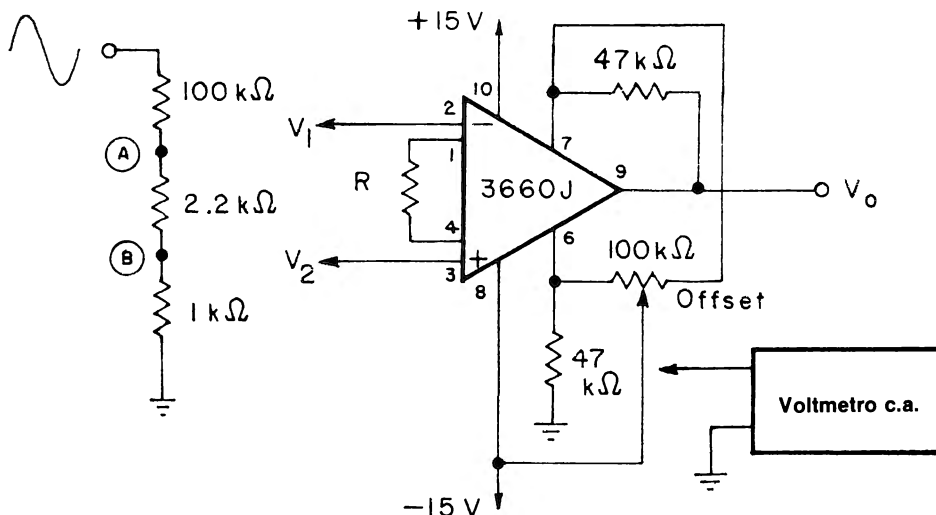
INTRODUZIONE ALL'ESPERIMENTO

L'esperimento che segue mostra il modo si operare e le caratteristiche di un amplificatore per strumentazione, usando come esempio il modello Burr-Brown 3660J.

ESPERIMENTO N. 1

Scopo

Questo esperimento verifica le caratteristiche dell'amp per strumentazione Burr-Brown modello 3660J a bassa deriva (drift) *.

Configurazione dei pin dell'amplificatore di strumentazione 3660J

Schema del circuito

* Questo esperimento è dovuto a Mr. David Larsen ed al Dr. Peter Rony, e fa parte del corso "Electronics for Scientists" che essi tengono al Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksbourg, Virginia.

Formule di progetto

- Tensione di uscita: $V_o = (V_2 - V_1)\,\frac{100\ k\Omega}{R}$

Passo 1

Il primo punto da sottolineare è che il modello 3660J è un circuito integrato lineare veramente costoso. Se ne acquistate un pezzo al dettaglio, vi costerà più di diecimila lire. Usatelo quindi con cautela.

Passo 2

Studiate la configurazione del dispositivo. Osservate che è presentato in un contenitore metallico a 10 piedini TO 100. Per un corretto inserimento del circuito integrato nel breadboard, potete aiutarvi con un "*Adapter Board*" *AB-10*, venduto dalla Microlem SpA (Milano) mostrato nella figura..

Questo dispositivo permette un inserimento diretto del 3660J IA negli zoccoli del breadboard senza dover piegare i piedini negli spazi studiati per contenitori dual-in-line (DIP). Se non usate questo accessorio, usate molta prudenza nel piegare i piedini e nell'inserire l'IA nel breadboard.

Passo 3

Con l'alimentazione scollegata, cablate i collegamenti di alimentazione + 15 V e − 15 V all'IA. Collegate il − 15 V al piedino 8 ed il + 15 V al piedino 10.

Passo 4

Collegate un resistore (R) da 1 kΩ tra i piedini 1 e 4.

Passo 5

Collegate tra i piedini 7 e 9 un resistore da 47 kΩ, e tra il piedino 6 e la terra un altro resistore da 47 kΩ. Questi due resistori non influenzano il guadagno del dispositivo;

sono resistori di reazione che migliorano le caratteristiche del dispositivo.

Passo 6

Collegate a massa ambedue gli ingressi dell'IA (piedini 2 e 3). Alimentate il breadboard e misurate con un voltmetro, preferibilmente di tipo digitale, la tensione di uscita al piedino 9.

Nel mio esperimento ho misurato una tensione di offset di − 0,458 V. Essa dipenderà dal posizionamento del potenziometro "offset" da 100 kΩ. Nella maggior parte dei casi, avrete probabilmente una tensione di offest. Modificate il potenziometro "offset" fino a quando la tensione di uscita è zero, con una tolleranza di 1 o 2 mV.

Passo 7

Con l'impiego del partitore di tensione resistivo (estrema sinistra dello schema del circuito), collegate un generatore di tensione ad onda sinusoidale (per esempio un trasformatore da pochi volt) con una frequenza di ingresso di 60 Hz. Nel mio esperimento ho usato un generatore sinusoidale, la cui tensione di uscita (V_i) è risultata di 0,903 V rms.

Collegate l'ingresso non invertente V_2 (piedino 3) al punto A del partitore della resistenza, e l'ingresso invertente V_1 (piedino 2) al punto B. Con un voltmetro c.a., misurate la tensione ai punti A e B, annotando i risultati.

V_A (V_2) = —————— mV rms

V_B (V_1) = —————— mV rms

Esistono due differenti modi per collegare gli ingressi differenziali V_1 e V_2 al circuito del partitore di tensione.

Caso 1: V_2 è maggiore di V_1

Caso 2: V_1 è maggiore di V_2

Le misure da voi effettuate in questo passo corrispondono al caso 1.

Passo 8

Ora misurate la tensione di uscita, annotando il risultato:

V_o = —————— mV rms

Determinate il *guadagno differenziale A_d* dividendo la tensione di uscita per la differenza tra le tensioni d'ingresso $V_2 - V_1$ e annotate il risultato

$A_d =$ ____________________

Dalla Formula di Progetto risulta che quando, per la resistenza R che definisce il guadagno, è usato un valore di 1 kΩ, il guadagno differenziale è 100 kΩ/1 kΩ, cioé 100. Controllate se il valore ottenuto si avvicina a questo calcolato.

Passo 9

Ora invertite gli ingressi collegando V_1 al punto A e V_2 al punto B (caso 2) e ripetete i passi 7 e 8. Dovreste trovare che la tensione di uscita è negativa, dato che V_1 è maggiore di V_2. Per il resto il guadagno differenziale dovrebbe essere approssimativamente uguale. Nel mio esperimento ho misurato un guadagno differenziale di 93,3.

Passo 10

Collegate ambedue gli ingressi al punto V_i (segnale di ingresso sinusoidale). Misurate questa tensione, che è la tensione di ingresso di modo comune, $V_{i\,(cm)}$ e annotate il risultato:

$V_{i\,(cm)} =$ ____________________ volt rms

Passo 11

Misurate la tensione di uscita, che è la tensione di uscita di modo comune $V_{o\,(cm)}$, e annotate il risultato:

$V_{o\,(cm)} =$ ____________________ mV rms

Passo 12

Il rapporto tra tensione di uscita di modo comune e tensione di ingresso di modo comune è il guadagno di modo comune A_{CM}. Stabilite questo guadagno dai valori ottenuti ai passi 10 e 11, annotando il risultato.

$A_{CM} =$ ____________________

Per confronto, ecco i risultati del mio esperimento; $V_{i\,(cm)}$ era 6,24 V rms, la corrispondente tensione di uscita era 7,4 mV rms; ne risultava un guadagno di modo comune di 0,00119.

Passo 13

Ora determinate il rapporto di reiezione di modo comune di dB, secondo la formula

$$CMRR = 20 \log_{10} \frac{A_d}{A_{CM}}$$

usando il guadagno differenziale, ottenuto al passo 8.

CMRR = ____________________ dB

Per l'IA 3660J, il tipico CMRR per un guadagno differenziale di 1.000 è 86 dB. Nel mio esperimento ho ottenuto un CMRR di 97,1 dB.

Passo 14

Togliete momentaneamente l'alimentazione al breadboard e sostituite il resistore R che determina il guadagno, con un resistore da 100 Ω. Il guadagno di tensione teorico è ora 1.000. Ripetete i passi da 7 a 13 sulla base di un guadagno differenziale di 1.000. Verificate se i valori ottenuti corrispondono a questo valore e se il CMRR, per un guadagno differenziale di 1.000, è differente rispetto a quello per un guadagno differenziale di 100.

Nel mio esperimento ho ottenuto un guadagno differenziale di 972. Per questo guadagno ho determinato un CMRR di 104,2 dB, cioé un valore maggiore di quanto determinato per un guadagno differenziale di 100. Secondo le specifiche del costruttore il tipico valore per CMRR, con un guadagno differenziale di 1.000, è 96 dB. Per l'IA 3660J, il CMRR aumenta con l'aumentare del guadagno differenziale. I miei risultati sono stati coerenti con le specifiche; spero lo siano anche i vostri!

RIFERIMENTI BIBLIOGRAFICI

Libri

1. Berlin H.M. *Progettazione dei Filtri Attivi con Esperimenti,* Milano: Jackson Italia Editrice, s.r.l. - 1979

2. Hoenig, S., and L. Payne. *How to build and use Electronic Devices without Frustration, Panic, Mountains of Money, or an Engineering Degree.* Boston: Little, Brown and Co., 1973.

3. Jung, W. G. *IC Op-Amp Cookbook;* Indianapolis Howard W. Sams & Co., Inc., 1974.

4. Lenk, J. D. *Manual for Operational Amplifier Users.* Reston: Reston Pubblishing Co., 1976.

5. Melen, R., and H. Garland. *Understanding IC Operational Amplifiers.* Indianapolis: Howard W. Sams & Co., Inc., 1971.

6. Prensky S. D. *Manual of Linear Integrated Circuits.* Reston: Reston Pubblishing Co., 1974.

7. Tobey, G. E., Graeme, J. G., and L. P. Huelsman. *Operational Amplifiers - Design and Applications,* New York: McGraw Hill, 1971.

Articoli

1. Berlin H. M. *"Design your own active audio filters.* ST, Giugno 1977, pp. 32-34.

2. Goodennough, F. *"Op Amp or instrumentation amp: When do you use which and why?"* EDN 20 Maggio, 1977, pp. 109-113.

3. Hart, B. *"How those triangle things work."* 73, Giugno 1976, pp. 60-65.

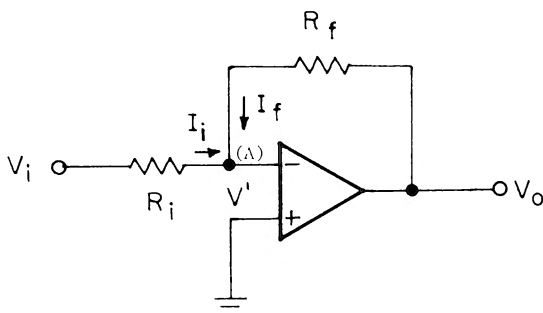
4. Jung, W. G. "CDA - *The new current differencing amplifier".* Giugno, 1973, pagg. 61-66.

5. Miller, B. *"For tough measurements, try IA's".* Electronics Design 2 Agosto 1974, pagg. 84-87.

6. Sheingold, D., and F. Pouliot. *"The hows and whys of log amps."* Electronic Design, 1 Febbraio 1974, pagg. 52-59.

APPENDICE A

DERIVAZIONE DELLE RISPOSTE AD ANELLO CHIUSO

1. AMPLIFICATORE INVERTENTE

Al nodo A, la relazione tra corrente di ingresso I_i e corrente di reazione I_f, secondo la legge di Kirchoff sulle correnti vale:

$$I_i + I_f = 0 \qquad \text{(A-1)}$$

dato che in tale modo non entrano né escono altre correnti (ipotesi dell'amp op *ideale*).
Di conseguenza,

$$I_i = - I_f \qquad \text{(A-2)}$$

Usando la legge di Ohm, si possono scrivere equazioni:

$$V_i - V' = I_i R_i \qquad \text{(A-3)}$$

$$V_o - V' = - I_i R_f \qquad \text{(A-4)}$$

dato che $I_i = - I_f$. Al nodo A, la tensione V' rappresenta il segnale *differenziale* in ingresso all'amp op. Assumendo che questa tensione valga 0 *), le equazioni A-3 ed A-4

* V' è tipicamente molto piccolo, circa 1 mV. Per il nostro scopo, cioé per derivare le risposte ad anello chiuso, questo valore è trascurabile; è tuttavia da tener presente che V' è inversamente proporzionale al guadagno ad anello aperto.

possono essere riscritte nella forma:

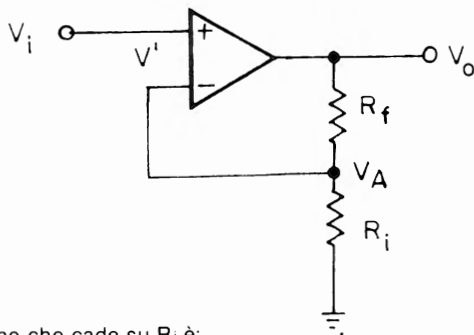
$$V_i = I_i R_i \qquad \text{(A-5)}$$

$$V_o = - I_i R_f \qquad \text{(A-6)}$$

Il guadagno in tensione si trova allora dividendo l'equazioni A-6 per A-5,

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{R_f}{R_i} \qquad \text{(A-7)}$$

che corrisponde esattamente all'equazione 2-6. Il segno negativo indica che l'uscita è sfasata di 180° rispetto all'ingresso.

2. AMPLIFICATORE NON INVERTENTE

Al nodo A, la tensione che cade su R_i è:

$$V_A = \frac{R_i}{R_i + R_f} (V_o) \qquad \text{(A-8)}$$

Allora applicando la legge di Kirchoff sulle tensioni, si ha:

$$V_i - V' - V_A = 0 \qquad \text{(A-9)}$$

Dato che si assume V' uguale a zero, l'equazione A-9 si riduce a

$$V_i = V_A$$

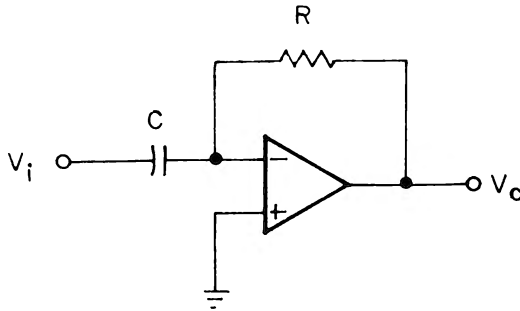
sicché sostituendo nell'equazione (A-8)

$$V_i = \frac{R_i}{R_i + R_f} (V_o) \quad \text{(A-10)}$$

da cui si trova il guadagno in tensione

$$\frac{V_o}{V_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad \text{(A-11)}$$

che corrisponde esattamente all'equazione 2-2.

3. DERIVATORE

Il circuito rappresentato in figura è esattamente uguale a quello di un amplificatore invertente, salvo che l'elemento di ingresso è un condensatore. Se riscriviamo l'equazione A-7 in termini di *impedenze* complesse di ingresso e di reazione, abbiamo:

$$\frac{V_o}{V_i} = - \frac{Z_f}{Z_i} \quad \text{(A-12)}$$

L'impedenza del resistore di reazione è la resistenza R stessa. Per quanto riguarda il condensatore di ingresso, la sua impedenza in funzione della frequenza è 1/sC, ove

$$s = j\omega$$

$$= j2\omega f \qquad (j = \sqrt{-1})$$

Di conseguenza l'equazione A-12 può essere così riscritta:

$$\frac{V_o}{V_i} = -RCs$$

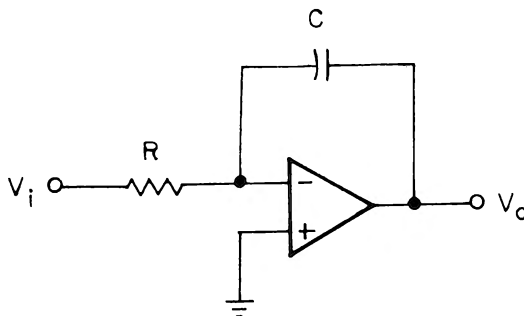
oppure nella forma più conveniente:

$$V_o = -RCs\,(V_i) \qquad \text{(A-13)}$$

Dato che nel dominio delle trasformate di Laplace moltiplicare la variabile di ingresso V_i per s equivale a prendere la derivata, l'equazione A-13 viene descritta come:

(A-14)

che corrisponde esattamente all'equazione 3-2.

4. INTEGRATORE

Usando lo stesso approccio utilizzato per discutere il circuito derivatore

$$\frac{V_o}{V_i} = -\frac{Z_f}{Z_i} \qquad \text{(A-15)}$$

Sostituendo $Z_i = R$ e $Z_f = 1/sC$ nell'equazione A-15, ed esplicitando V_o, si ottiene

$$V_o = -\frac{1}{RC}\frac{V_i}{s} \qquad \text{(A-16)}$$

Dato che nel dominio delle trasformate di Laplace dividere V_i per la variabile s, equivale a prendere l'integrale di V_i, l'equazione A-16 può essere riscritta come

$$V_o = -\frac{1}{RC}\int_0^t V_i \, dt \qquad \text{(A-17)}$$

che corrisponde all'equazione 3-14.

APPENDICE B

IL BREADBOARD "OA-2 OP-AMP DESIGNER"

Il breadboard "OA-2 OP-AMP Designer" (fig. 1-7), è uno dei numerosi strumenti per il breadboarding costruito da E & L. Instruments, Inc. E' un breadboard autonomo e un banco di progettazione che può essere usato per eseguire quasi tutti gli esperimenti contenuti nel presente libro. Il sistema "OA-2 OP-AMP Designer" è composto da:

- Piastra universale per breadboard SK-10

- Alimentazione + 5 V: 500 mV, con limitatore di corrente

- Alimentazione ± 15 V; 200 mA ciascuno, con limitatore di corrente

- Indicatore di zero (2 LED): rivela una differenza di meno di 10 mV o di meno di 100 mV (selezionabile da interruttore)

- Generatore di funzione: genera simultaneamente forme d'onda sinusoidali, quadre e triangolari con una distorsione armonica totale inferiore al 3%. La frequenza del generatore può essere posta (tramite interruttore) o costante a 500 Hz, oppure definita mediante l'uso di condensatori esterni.

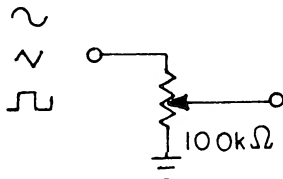
- 2 interruttori SPDT, disponibili

- 2 potenziometri disponibili (10 kΩ e 100 kΩ)

- 2 connettori BNC

Se per eseguire gli esperimenti di questo libro si usa questo OA-2, dovranno essere apportate alcune modifiche:

1. Usate il potenziometro 100 kΩ invece del potenziometro 50 k rappresentato negli schemi elettrici degli esperimenti.

2. Se usate il potenziometro 100 kΩ con il OA-2 Designer, cablate il sotto indicato circuito e collegatelo all'uscita del generatore di funzioni: avrete così ottenuto di poter controllare e variare l'ampiezza delle forme d'onda.

3. Il generatore di funzioni ha una frequenza fissa di 500 Hz. Quando, tuttavia, l'interruttore "*frequenza*" è in posizione "EXT", la frequenza è definibile dall'utente, tramite inserzione di un condensatore esterno nei piedini dello zoccolo. La frequenza che ne risulta può essere determinata secondo la formula approssimata:

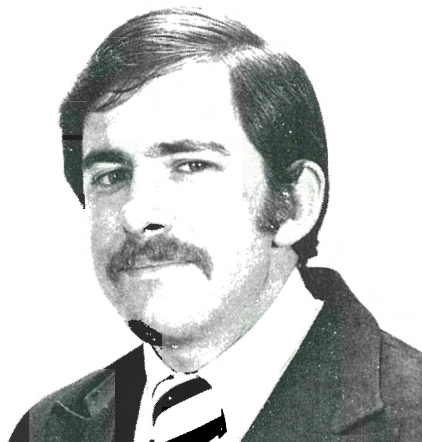
$$f = \frac{5 \times 10^{-5}}{C_{EXT}} \qquad \text{(B-1)}$$

Ove C_{EXT} è valore del condensatore esterno espresso in farad. La seguente tabella dà le frequenze approssimative del generatore per alcuni valori del condensatore esterno.

C_{EXT}	Frequenza
0,001 μF	50,0 kHz
0,0022 μF	22,7 kHz
0,0033 μF	15,2 kHz
0,0047 μF	10,6 kHz
0,0068 μF	7,4 kHz
0,0082 μF	6,1 kHz
0,01 μF	5,0 kHz
0,022 μF	2,3 kHz
0,033 μF	1,5 kHz
0,047 μF	1,1 kHz
0,068 μF	735 Hz
0,082 μF	610 Hz
0,1 μF	500 Hz
0,22 μF	227 Hz
0,33 μF	152 Hz
0,47 μF	106 Hz
0,68 μF	74 Hz
0,82 μF	61 Hz
1,0 μF	50 Hz

Dato che non è possibile variare con continuità la frequenza generata dall'OA-2, incontrerete qualche difficoltà nell'esecuzione degli esperimenti del Capitolo 7. In tutti gli altri esperimenti, che richiedono una frequenza fissa, usate condensatore che dà la frequenza più vicina al valore desiderato.

L'AUTORE

HOWARD M. BERLIN è un ingegnere elettronico del Dipartimento dell'Esercito dell'Arsenale di Edgewood, Aberdeen Proving Ground, Maryland ed è anche istruttore aggiunto del Dipartimento di Ingegneria Elettrica all'Università di Delaware.
La sua esperienza è principalmente nel settore della ricerca biomedica ingegneristica e nella strumentazione fisiologica. Ha tenuto parecchi corsi presso l'Arsenale di Edgewood e l'Università di Delaware.
È stato autore di rapporti per il governo americano e di articoli apparsi in parecchie riviste scientifiche e in riviste per appassionati di elettronica. È attualmente membro del Sigma Xi Institute of Electrical and Electronic Engineers, l'Associazione per il progresso nella Strumentazione Medicale, e dell'Accademia di Medicina di Delaware. Come radioamatore può essere chiamato con la sigla K3NEZ.

JACKSON
ITALIANA
EDITRICE

**HOWARD
M. BERLIN**

LA PROGETTAZIONE DI CIRCUITI
AMPLIFICATORI OPERAZIONALI
CON ESPERIMENTI

12